



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

혼합형 수치해석 기법을 이용한
저주파수 전자기장의 생체영향 해석

Analysis of Bioelectromagnetics Under
Low-Frequency Using Hybrid Numerical
Technique

2017 년 2 월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

김 민 혁

혼합형 수치해석 기법을 이용한 저주파수 전자기장의 생체영향 해석

Analysis of Bioelectromagnetics Under
Low-Frequency Using Hybrid Numerical
Technique

지도교수 정 현 교

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2016 년 12 월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

김 민 혁

김민혁의 박사 학위논문을 인준함

2016 년 12 월

위 원 장 _____ (인)

부위원장 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

국문초록

전자파의 인체영향에 대한 유해성 평가는 이론적 해석, 수치해석, 실험 등을 통해 이뤄진다. 그중 수치해석기법을 이용한 해석은 이론적 해석이나 실험과는 달리 다양한 매질을 갖는 복잡한 모델을 주파수의 한계 없이 해석할 수 있어 다양한 평가에 이용하고 있다. 다양한 수치해석 방법 중 시간 영역 유한 차분(finite-difference time-domain: FDTD) 방법은 양함수(explicit function) 기법으로 역행렬의 계산이 필요하지 않기에 인체와 같이 고해상도를 요구하는 문제의 해석에 가장 널리 사용되는 방법의 하나다.

하지만 일반적인 FDTD 기법은 Courant-Friedrichs-Lewy 안정화 조건을 만족해야 하는데, 저주파에서는 위의 조건을 만족하게 하기 위한 반복 계산 횟수가 매우 커진다. 이러한 FDTD의 한계를 극복하기 위해 여러 연구가 진행되어왔으나, 이론적인 소스원에 국한되거나 자기장만을 고려하는 단점을 가지고 있었다. 따라서 임의의 소스원으로부터 해석 대상에 유도된 전계와 자계를 동시에 고려할 수 있는 저주파 수치해석 기법의 개발이 요구되었다.

본 논문에서는, 이러한 문제의 해결을 위해 표면 등가 원리를 기반으로 하는 준정적 FDTD 기법을 제안하였다. 제안한 방법에서 표면 등가 원리는 임의의 소스원을 고려하기 위해 적용하였으며 준정적 FDTD 기법은 저주파 대역에서 FDTD 기법의 빠른 수렴을 위해 사용하였다.

제안한 방법의 타당성을 검토하기 위해 제안한 방법의 해석 결

과를 이론 해와 비교하였다. 위의 검증에는 전기장이 우세할 때와 자기장이 우세할 때를 모두 계산 가능함을 보이기 위해 전기미소다이폴과 자기미소다이폴을 소스로 사용하여 유전체 구 내부에 유기되는 전기장을 계산하였다.

다음으로, 간단한 예제를 통해 제안한 방법이 실제 문제에서도 적용될 수 있음을 보였다. 이를 위해 다이폴 안테나와 루프 안테나를 사용하여 유전체 구에 유기되는 전자기장을 계산하였다. 이를 바탕으로 임의의 소스원으로부터 해석대상에 유기되는 전자기장을 빠르게 해석할 수 있음을 확인하였다.

마지막으로, 실제 인체모형을 이용한 시뮬레이션을 수행하고 결과를 확인하였다. 제안한 방법은 저주파에서 FDTD 기법을 사용할 수 있도록 성공적으로 확장하였고, 그간 연구가 제한적으로 이뤄져 왔던 저주파수 대역 전자기파의 인체 유해성 평가에 많은 영향을 줄 수 있을 것이라 기대한다.

주요어 : 시간 영역 유한 차분법, 표면 등가 원리, 준정적 분석, finite-difference time-domain (FDTD), surface equivalence principle, quasi-static analysis

학 번 : 2009-20764

목 차

국문 초록	i
목차	iii
표 목차	v
그림 목차	vii
제 1 장 서 론	1
제 1 절 연구 배경 및 동향	1
제 2 절 연구의 필요성	6
제 3 절 논문의 구성	9
제 2 장 시간영역 유한차분법	10
제 1 절 Yee 알고리즘	11
제 2 절 FDTD 기법의 안정조건	14
제 3 절 3차원 FDTD 업데이트 방정식	15
제 4 절 저주파에서 FDTD 기법의 한계	20
제 3 장 제안된 해석기법	21
제 1 절 개요	21
제 2 절 QS-FDTD 기법	22
제 3 절 표면 등가 원리	29
제 4 절 혼합 기법	32
1. 등가 표면 선정	33
2. 표면 전류 계산	34

3. FDTD 영역 내에 등가 표면 이식	36
4. 준정적 근사화된 소스 인가를 통한 FDTD 실행	48
제 4 장 해석 및 결과	51
제 1 절 구형 모델과 이론해를 이용한 검증	52
1. 미소 전기 다이폴	53
2. 미소 자기 다이폴	67
제 2 절 구형 모델과 상용 툴을 이용한 검증	82
1. 다이폴 안테나	83
2. 루프 안테나	88
제 3 절 실제 모델의 해석	93
1. 다양한 구조체 해석	94
2. 인체 해석을 통한 제안 방법과 FDTD 기법의 비교 ...	100
3. 인체 영향 평가	109
제 5 장 결 론	116
제 1 절 결론 및 토의	117
제 2 절 향후 연구	118
참고문헌	119
Abstract	127

표 목 차

[표 1-1] ICNIRP 가이드라인	2
[표 4-1] 미소 전기 다이폴: 외부 전기장 해석 변수 정보	54
[표 4-2] 미소 전기 다이폴:	
구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보	58
[표 4-3] 미소 전기 다이폴: 중간 주파수에서	
구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보	60
[표 4-4] 미소 전기 다이폴: 100 kHz의 해석 결과	62
[표 4-5] 미소 전기 다이폴: 1 MHz의 해석 결과	64
[표 4-6] 미소 전기 다이폴: 10 MHz의 해석 결과	66
[표 4-7] 미소 자기 다이폴: 외부 전기장 해석 변수 정보 ..	69
[표 4-8] 미소 자기 다이폴:	
구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보	72
[표 4-9] 미소 자기 다이폴: 중간 주파수에서	
구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보	74
[표 4-10] 미소 자기 다이폴: 100 kHz의 해석 결과	76
[표 4-11] 미소 자기 다이폴: 1 MHz의 해석 결과	78
[표 4-12] 미소 자기 다이폴: 10 MHz의 해석 결과	80
[표 4-13] 다이폴 안테나:	
구에 유기되는 전자기장 해석 변수 정보	84
[표 4-14] 다이폴 안테나:	
최대 차이와 평균 차이 결과 비교	85
[표 4-15] 루프 안테나:	
구에 유기되는 전자기장 해석 변수 정보	89
[표 4-16] 루프 안테나:	
최대 차이와 평균 차이 결과 비교	89

[표 4-17] 다양한 구조체:	
구에 유기되는 전자기장 해석 변수 정보	95
[표 4-18] 나선형 안테나:	
최대 차이와 평균 차이 결과 비교	96
[표 4-19] 무선 전력 전송 시스템:	
최대 차이와 평균 차이 결과 비교	96
[표 4-20] 인체 두부 모델:	
최대 차이와 평균 차이 결과 비교	104
[표 4-21] 무선 충전 시스템 변수 정보	110
[표 4-22] 150 kHz의 ICNIRP와 IEEE 기준 지침	111
[표 4-23] 두부와 전신에서의 계산 결과	115

그 립 목 차

[그림 1.1.] Dosimetry 실험	3
[그림 1.2.] 일본 정보통신연구기구의 인체 복셀 모델	4
[그림 1.3.] 컴퓨터를 통한 dosimetry 기술의 발달	5
[그림 2.1.] 3차원 Yee 공간과 전자기 필드 벡터	11
[그림 2.2.] Yee 알고리즘의 업데이트 과정 도표	13
[그림 2.3.] FDTD 기법의 흐름도	19
[그림 3.1.] 간 단면의 도표	23
[그림 3.2.] 2 차원 impedance 네트워크	24
[그림 3.3.] 균일한 극 저주파 전기장에 노출된 인체 모델	25
[그림 3.4.] 표면 등가 원리	29
[그림 3.5.] 구조체와 인체 두부 모델	31
[그림 3.6.] 등가 표면과 인체 두부 모델	31
[그림 3.7.] 등가 표면을 포함하는 FDTD 계산 영역	33
[그림 3.8.] 등가 표면 전류	35
[그림 3.9.] 2차원 전체-산란파 영역 방식	36
[그림 3.10.] 1차원 전체-산란파 영역 방식 요소	37
[그림 3.11.] j-k 평면의 전계와 자계 요소들의 위치 $(E_y(\rightarrow), E_z(\uparrow), H_y(\rightarrow), H_z(\uparrow))$	39
[그림 3.12.] i-k 평면의 전계와 자계 요소들의 위치 $(E_x(\rightarrow), E_z(\uparrow), H_x(\rightarrow), H_z(\uparrow))$	41
[그림 3.13.] i-j 평면의 전계와 자계 요소들의 위치 $(E_x(\rightarrow), E_y(\uparrow), H_x(\rightarrow), H_y(\uparrow))$	43
[그림 3.14.] 수정된 전체-산란파 영역 방식	45
[그림 3.15.] 수정된 1차원 전체-산란파 영역 방식 요소 ...	46

[그림 3.16.] 제안한 혼합 기법의 흐름도	50
[그림 4.1.] 미소 전기 다이폴	53
[그림 4.2.] 전기 다이폴에 의해 발생한 외부 전기장 비교 결과	55
[그림 4.3.] 전기 다이폴과 유전체 구	56
[그림 4.4.] 전기 다이폴로부터 구 내부에 유기되는 전기장 비교 결과	59
[그림 4.5.] 미소 전기 다이폴: $x=0$ 단면의 100 kHz에서 구 내부의 유도 전기장 (a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과	62
[그림 4.6.] 미소 전기 다이폴: $x=0$ 단면의 1 MHz에서 구 내부의 유도 전기장 (a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과	64
[그림 4.7.] 미소 전기 다이폴: $x=0$ 단면의 10 MHz에서 구 내부의 유도 전기장 (a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과	66
[그림 4.8.] 미소 루프 안테나	67
[그림 4.9.] 미소 루프 안테나에 의해 발생한 외부 전기장 비교 결과	70
[그림 4.10.] 자기 다이폴과 유전체 구	71
[그림 4.11.] 자기 다이폴로부터 구 내부에 유기되는 전기장 비교 결과	73
[그림 4.12.] 미소 자기 다이폴: $z=0$ 단면의 100 kHz에서 구 내부의 유도 전기장 (a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과	76

[그림 4.13.] 미소 자기 다이폴: $z=0$ 단면의 1 MHz에서 구 내부의 유도 전기장 (a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과	78
[그림 4.14.] 미소 자기 다이폴: $z=0$ 단면의 10 MHz에서 구 내부의 유도 전기장 (a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과	80
[그림 4.15.] 다이폴 안테나로부터 유기되는 구 내부 전자기장의 해석을 위한 시스템	83
[그림 4.16.] Dipole: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장 (위: FEKO, 아래: 제안한 방법)	86
[그림 4.17.] Dipole: $z=0$ 단면의 구 내부의 자기장 (위: FEKO, 아래: 제안한 방법)	87
[그림 4.18.] 루프 안테나로부터 유기되는 구 내부 전자기장의 해석을 위한 시스템	88
[그림 4.19.] Loop: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장 (위: FEKO, 아래: 제안한 방법)	90
[그림 4.20.] Loop: $z=0$ 단면의 구 내부의 자기장 (위: FEKO, 아래: 제안한 방법)	91
[그림 4.21.] 다양한 구조의 안테나로부터 유기되는 구 내부 전기장의 해석을 위한 시스템	94
[그림 4.22.] 소스원: (a) 나선형 안테나, (b) 무선 전력 전송 시스템	95
[그림 4.23.] Helix: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장 (위: FEKO, 아래: 제안한 방법)	97
[그림 4.24.] WPT: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장 (위: FEKO, 아래: 제안한 방법)	98
[그림 4.25.] 무선 전력 전송 시스템으로부터 인체 두부 모델에	

유기되는 전기장을 계산하기 위한 시스템	100
[그림 4.26.] $z=0$ 단면의 복셀 모델 내부의 전기장 분포 ...	101
[그림 4.27.] $x=0$ 단면의 복셀 모델 내부의 전기장 분포 ...	102
[그림 4.28.] $y=0$ 단면의 복셀 모델 내부의 전기장 분포 ...	103
[그림 4.29.] 100 kHz에서 복셀 모델 내부의 전기장 분포 (a) $x=0$ 단면, (b) $y=0$ 단면, (c) $z=0$ 단면	106
[그림 4.30.] 10 MHz에서 복셀 모델 내부의 전기장 분포 (a) $x=0$ 단면, (b) $y=0$ 단면, (c) $z=0$ 단면	108
[그림 4.31.] 핸드폰용 무선 충전 시스템	109
[그림 4.32.] 시스템의 전송 계수	110
[그림 4.33.] 무선 충전 시스템과 인체 두부 및 전신 모델	112
[그림 4.34.] X-Y 면에서 두부와 전신 모델의 유도 전계, 전류 밀도 및 전자파 흡수율 분포	114

기호 및 약어 설명

μ	물질의 투자율 (permeability) [H/m]
μ_0	공기 중 물질의 투자율 [H/m]
ϵ	물질의 유전율 (permittivity) [H/m]
ϵ_0	공기 중 물질의 유전율 [H/m]
c_0	공기 중 빛의 속도 [m/s]
\vec{E}	전계의 세기 [V/m]
\vec{H}	자계의 세기 [A/m]
\vec{D}	전속 밀도 [C/m ²]
\vec{B}	자속 밀도 [Wb/ m ²]
\vec{J}	전류 밀도 [A/m ²]
\hat{n}	외부 방향 정규 벡터

ABC	흡수 경계 조건 (Absorbing Boundary Condition)
CFL	Courant-Friedrichs-Lewy
ELF	극 저주파수 (Extremely Low Frequency)
MoM	모멘트법 (Method of Moment)
MRI	자기 공명 영상 (Magnetic Resonance Imaging)
FEM	유한 요소 법 (Finite Element Method)
FT	푸리에 변환 (Fourier Transform)
FDTD	시간 영역 유한 차분 (Finite Difference Time Domain)
QS	준정적 (Quasi-Static)
RF	고주파수 (Radio Frequency)
SAR	전자파 흡수율 (Specific Absorption Rate)

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경 및 동향

현재 전기 및 전자 기기들은 일상생활에서 제외할 수 없을 정도로 많은 분야에서 필수적으로 사용되고 있다. 일정 기준을 초과하는 강한 전기장 혹은 자기장은 서로 간의 간섭을 통해 오작동을 일으키는 기기에서의 문제뿐 아니라 인체에도 유도전류를 발생할 수 있어 화상이나 전기적 자극으로 인한 인체에 해로운 효과를 발생시킬 수 있다. 1970년대부터 이러한 기기들로부터의 인체에 대한 부정적 영향에 대한 의문이 제기되었다. 이러한 관심이 1990년대부터 본격적으로 증폭되면서 전자제품의 안정적인 사용과 불안감 해소 등을 위해 전 세계적으로 통일된 전자파 인체 노출 기준의 필요성이 요구되었다. 이러한 요구에 따라 1996년 세계보건기구는 국제 전자계 프로젝트(international electromagnetic project)를 구성하여 건강 위험 가능성을 조사하기 시작했다.

이러한 연구들을 바탕으로 현재는 국제 비전리 복사 방호위원회(international commission on non-ionizing radiation protection: ICNIRP)의 기준과 IEEE C95.1 표준 등의 국제 표준이 제정되었다. 대부분의 나라에서 둘 중 하나를 기준으로 택하고 있으며, 우리나라는 현재 ICNIRP의 인체보호 기준치를 따르고 있다. 전자파의 유해성에 대한 많은 의혹이 있었으나 ICNIRP에서는 장기노출 혹은 소아암 등의 질병이 전자파로부터 발생할 수 있다는 과학적 증거는 미약하나, 신경과 근육조직의 자극 등 인과관계를 정립할 수 있는 결과에 대해 가이드라인을 제시하였다. 아래는 2010년 개정된 ICNIRP 가이드라인의 10 MHz까지의 기본 제한치이다[1], [2].

표 1.1. ICNIRP 가이드라인

Table 1.1 ICNIRP guideline

노출 특성		주파수 범위	내부 유도 전계 강도(V/m, rms)
직업인 노출	머리의 중추 신경 시스템 조직	1-10 Hz	0.5/f
		10-25 Hz	0.05
		25-400 Hz	$2 \times 10^{-3}f$
		400-3 kHz	0.8
		3 kHz - 10 MHz	$2.7 \times 10^{-4}f$
	머리와 몸통의 모든 조직	1 Hz - 3 kHz	0.8
일반인 노출	머리의 중추 신경 시스템 조직	1-10 Hz	0.1/f
		10-25 Hz	0.01
		25-400 Hz	$4 \times 10^{-4}f$
		400-3 kHz	0.4
		3 kHz - 10 MHz	$1.35 \times 10^{-4}f$
	머리와 몸통의 모든 조직	1 Hz - 3 kHz	0.4
		3 kHz-10 MHz	$1.35 \times 10^{-4}f$

하지만 이러한 연구는 주로 전력선에서 발생하는 전자기장에 관한 연구인 극 저주파(extremely low frequency: ELF) 대역[3-6]과 핸드폰과 같은 무선통신기술의 주파수인 고주파(radio frequency: RF) 대역[7-11]에서 진행됐다. 그러나 무선 통신 및 무선 전력 전송[12] 등의 기술이 개발됨에 따라 최근 무선 충전, RF identification 등과 같은 새로운 주파수 대역을 사용하는 기기들이 늘어나고 있다. 따라서 이러한 제품들의 상용화를 위해선 기기들의 전파 안정성에 대한 평가는 반드시 선행되어야 한다.

전자파의 조사량 측정(electromagnetic field dosimetry: EMF dosimetry)은 전자파에 노출된 인체의 부위에 얼마만큼의 전파 에너지가 흡수되었는지에 대한 조사를 의미한다. 이러한 EMF dosimetry는 이론적 해석, 수치적 해석, 실험 등의 방법으로 이뤄진다. 이론적 해석은 자

유 공간이나 무한도체 평면상에 인체를 구, 원기둥, 타원체와 같은 간단한 모양으로 간략화한 후 Maxwell 방정식의 해를 구하는 방법이다. [13], [14]에서는 구와 원기둥이 ELF부터 3MHz 사이의 자기장에 노출되었을 때의 해를 계산하였다. 또한 [15]–[18]에서는 30MHz까지 전자기파의 영향을 남성과 같은 크기의 타원체를 대상으로 해석하였다. 그러나 일반적으로 이론적 해석방법은 실제 인체와 같은 복잡한 형상을 모델링할 수 없고, 제한된 지면(ground)에 대해서만 계산할 수 있으며, 다양한 매질을 고려할 수 없다. 따라서 이론적 해석 방법은 근사화된 모델에 대한 대략적인 해를 빠르게 구하기 위해 사용하거나 실험 혹은 수치해석을 통해 얻은 결과 비교를 위해 사용한다. 실험을 통한 방법은 실제의 상황을 직접 해석을 한다는 장점이 있지만, 대상이 균질한 매질이어야 하고 기술의 한계로 아직은 150 MHz에서 9 GHz 내에서만 측정할 수 있다. 그림 1.1은 Dosimetry 실험 장면을 나타낸다.

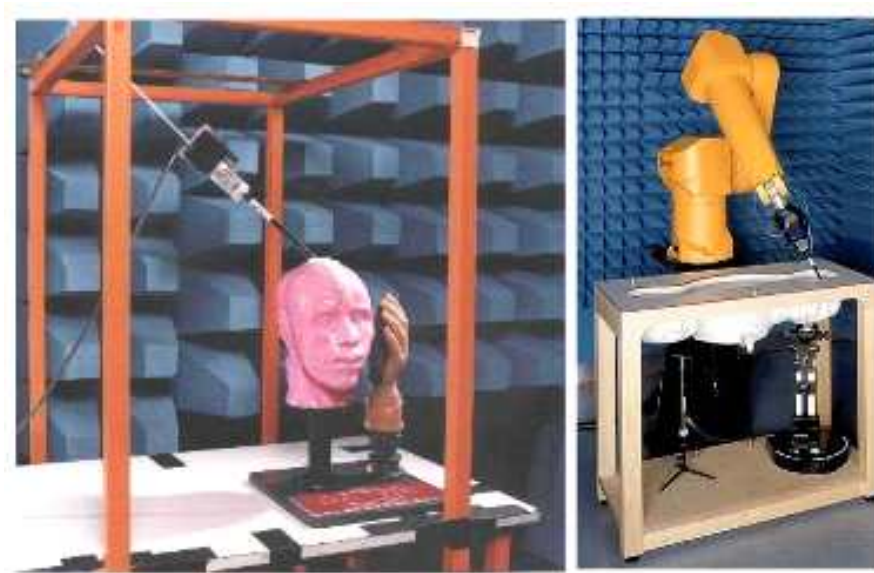


그림 1.1. Dosimetry 실험
Fig. 1.1. Dosimetry experiment

위의 두 방법과 달리 수치해석은 기법에 따라 조금씩 다르지만, 일반적으로 주파수나 해석 대상의 복잡성과 관계없이 적용할 수 있다. 따라

서 자기공명영상(magnetic resonance imaging: MRI) 데이터로부터 추출된 실제 인체 복셀 모델을 주파수에 상관없이 적용할 수 있기에 보통 EMF dosimetry는 수치해석 기법을 통해 계산한다. 보통 저주파수[19], [20]에선 전류를, 높은 주파수[21-26]에선 전자파 흡수율(Specific absorption rate: SAR)을 계산한다. 그림 1.2는 일본 정보통신연구기구(National Institute of Information and Communications Technology: NICT)에서 제공하는 인체 복셀(voxel) 모델이다[27].

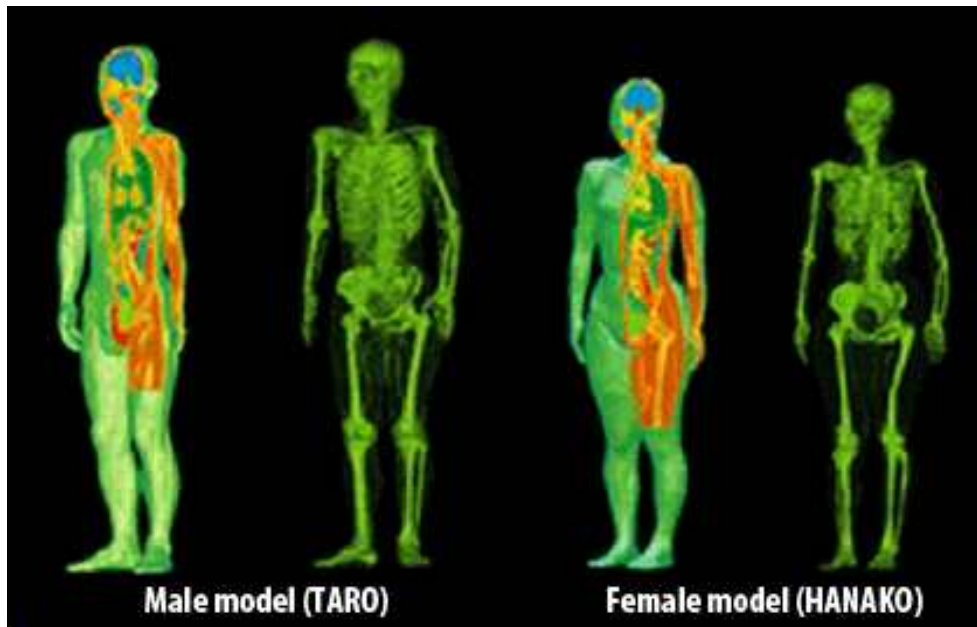
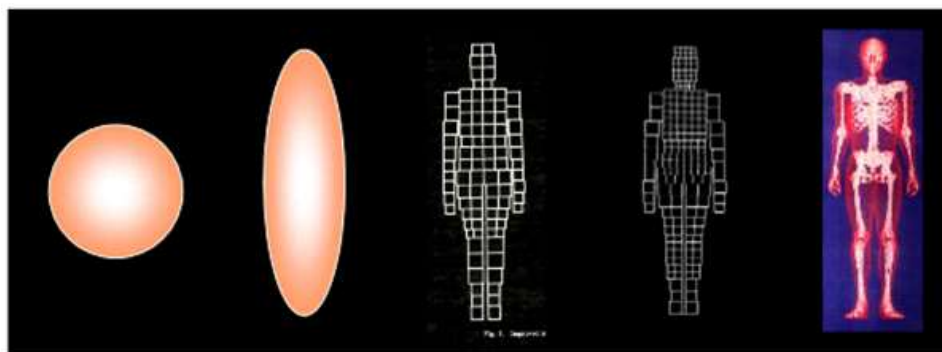


그림 1.2. 일본 정보통신연구기구의 인체 복셀 모델
Fig. 1.2. human voxel model of NICT from Japan

수치해석은 해석 대상에 따라 적용되는 기법이 달라지기에 문제에 맞는 기법을 사용하는 것이 중요하다. 따라서 목적에 따른 다양한 수치해석 기법에 관한 연구들이 진행 중이다. 전자계 문제의 해석에 널리 사용되는 수치해석기법에는 유한요소법(finite element method: FEM), 유한차분 시간 영역(finite-difference time-domain: FDTD), 모멘트법(method of moment: MoM), 혼합형 방법 등이 있다. 그 중 FDTD 기법은 양함수 수치해석기법으로 행렬의 계산과정 없이도 전계와 자계의 정

보만을 주고받으며 문제를 해석한다. 따라서 인체모델과 같이 고해상도를 요구하는 해석대상을 고려하기 위해서는 행렬계산을 해야 하는 음함수 수치해석 기법인 FEM, MoM과 달리 계산 시간과 메모리의 관점에서 FDTD 기법이 유리하다. 또한, FDTD 기법은 MoM과 달리 이종 유전(heterogeneous dielectric) 매질과 손실성 재료(lossy material)의 해석에 적합하다. 따라서 FDTD 기법은 생체 전자기학에서 가장 널리 사용되고 있는 수치해석 기법이다[28]. 그림 1.3은 컴퓨터를 이용한 dosimetry가 어떻게 발전되어왔는지를 보여준다.



구	타원체	180 blocks	626 blocks	9M voxels
Mie theory	EBCM	MoM	CG-FFT/MoM	FDTD
'60~'70	'70~'80	'70~'80	'80~'90	'90~

그림 1.3. 컴퓨터를 통한 dosimetry 기술의 발달

Fig 1.3. Development of dosimetry by computing process

1.2 연구의 필요성

일반적인 FDTD 기법은 수렴을 위해 Courant-Friedrichs-Lewy (CFL) 안정화 조건을 만족해야 한다[29], [30]. 따라서 시간 간격 (time-step)의 크기는 CFL 안정화 조건에 의해 결정이 되는데 저주파 대역에서는 상대적으로 파장이 길어져 한 주기의 해석을 위해 요구되는 반복 계산 횟수가 주파수와 반비례하여 커지게 된다. 일반적으로 수렴을 위해 3-4주기 정도의 해석이 요구되는데 이러한 반복 연산 횟수를 갖는 문제의 해석은 사실상 불가능하다.

이러한 문제의 해결을 위해 다양한 Implicit FDTD 기법들[31]-[36] 및 FDTD를 기반으로 한 다양한 수치해석 기법들이 연구됐다. Implicit FDTD 방법은 이론적으로는 조건 없이 항상 안정적이다. 하지만 가속인자가 커질수록 해석시간은 줄어들지만, 임계를 벗어나면 정확도가 많이 낮아지기에 수 MHz 대역 이하에서는 여전히 사용하기 어렵다.

FDTD를 기반으로 한 수치해석 기법들은 Impedance network method[37, 38], current vector potential method[39], scalar potential finite-difference method[40] 등이 연구됐다. 이러한 방법들은 준정적 근사를 기반으로 개발된 수치해석 방법으로 패러데이 법칙으로부터 바로 계산되기에 입사 자기장 문제를 고려하기 쉽다. 하지만 입사 전기장 문제는 전기적 커플링을 해석하기 위해 해석 대상의 표면에 유기되는 전하를 알아야 하므로 해석하기 쉽지 않다. 일반적으로 저주파 대역에선 입사 자기장이 전기장보다 더 큰 영향을 준다고 하지만 [41]에서처럼 EMF dosimetry에 전기장의 영향을 항상 무시할 수 있지는 않다. 따라서 저주파 대역에서 전기장과 자기장 모두 고려 가능한 빠르고 정확한 수치해석 방법이 요구되었다.

또 다른 FDTD를 기반으로 한 수치해석 기법에는 [42]에서 제안된 주

파수-변환(frequency-scaling) FDTD 기법이 있다. 이 방법은 먼저 해석하고자 하는 주파수보다 높은 주파수를 선택하여 문제를 풀고, 주파수의 비율만큼 결과의 비율을 조정하여 결과를 얻는다. 이 방법은 저주파에서 해석시간을 크게 줄일 수 있었으나 다음과 같은 문제점들이 발생한다.

- 논문에서 사용한 높게 변환된(upscaling) 주파수 역시 수 MHz로서 ELF 대역의 문제를 해석할 때보다는 큰 속도향상이 있으나 여전히 계산하기 어려울 정도의 반복 계산이 필요하다.
- 주파수-변환 기법을 사용하기 위해 표피 두께(skin depth)를 고려하지 않는 가정을 했으나 높게 변환된 주파수에서는 무시할 수 있는 정도가 아니기에 오차가 발생한다.

이러한 문제점들을 해결하기 위해 [43]에서는 quasi-static FDTD (QS-FDTD) 방법이 제안되었다. 경사 함수(ramp source)를 입사파로 이용한 이 방법은 준정적 시스템의 정상상태에서는 시스템 전체의 위상을 예측할 수 있다는 점을 이용하여 빠른 수렴에 도달할 수 있었다. 하지만 제안된 방법은 평면파와 같은 한정된 이론적 소스에만 적용되었고, 안테나와 같은 도체가 포함되어 있을 경우에는 방사특성을 고려할 수 없다.

위에서 언급한 문제들로 인해 저주파 대역에서 임의의 소스원으로부터의 영향을 전계와 자계를 모두 고려한 빠른 해석이 어려웠다. 본 논문에서는 이러한 문제의 해결을 위해 표면 등가 원리를 이용한 QS-FDTD 방법을 제안하였다. 제안한 방법에서 표면 등가 원리는 임의의 소스를 고려하기 위해 사용하였고, 준정적 근사를 이용함으로써 빠른 수렴에 도달할 수 있었다. 제안한 방법은 저주파 대역에서 임의의 소스원으로부터 발생한 전자기파가 복잡한 형상과 다양한 매질로 이뤄진 모델에 유기하는 전계와 자계 모두를 빠르게 계산할 수 있다.

본 논문에서는 제안한 방법의 타당성을 이론 해(theoretical solution)가 존재하는 모델을 해석하여 결과를 비교함으로써 검증하였다. 또한, 몇가지의 기본적인 방사체를 해석하여 그 결과를 3차원 시뮬레이션 소프트웨어와 검증함으로써 실제 사용에서도 성공적으로 동작함을 확인하였다. 마지막으로, 실제 인체모델을 해석함으로 그 효과를 입증하였다.

1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

2장에서는 시간영역 유한차분기법에 대해 전반적으로 설명하였다. 또한, 이 수치해석 기법의 기본 이론을 바탕으로 생체전자기학에서 가장 널리 사용되는 이유와 저주파에서 가지는 해석의 문제점을 언급하였다.

3장에서는 본 연구의 바탕이 되는 기존 연구인 준정적 시간영역 유한차분기법과 그의 한계에 관해 설명하였고, 그러한 문제점을 해결하기 위해 사용된 표면 등가 원리에 관해 설명하였다. 또한, 본 연구에서 제안한 혼합 기법의 과정을 자세히 설명하였다.

4장에서는 이론 해와의 비교를 통한 제안한 방법의 검증을 하였다. 그리고 간단한 구조의 안테나와 유전체 구를 이용하여 전자기 문제를 해석한 결과를 3차원 상용 소프트웨어와 비교하였다. 최종적으로 실제 전자기 모델과 인체모델에 대해서 제안한 기법을 적용한 해석 결과를 보여준다.

마지막으로 5장에서는 논문의 요약과 더불어, 제안한 방법이 생체 전자기 문제의 저주파 해석에 갖는 의미를 설명하고, 앞으로의 연구 방향을 제시하였다.

제 2 장 시간영역 유한차분법

시간영역 유한차분(finite-difference time-domain: FDTD) 기법은 1966년 Kane Yee에 의해 처음 제안된 수치해석기법이다[44]. 이 기법은 Maxwell 방정식을 시간, 공간에서 차분법을 이용하여 이산화하여 전계와 자계를 시간상으로 업데이트하는 구조를 가진다.

미분 방정식 기반으로 하는 FDTD 기법은 적분 방정식을 이용하는 수치해석기법들에 비해 계산 구조가 간단하다. 따라서 다양한 매질로 이루어진 복잡한 형상의 문제도 쉽고 빠르게 해석할 수 있다.

본 장에서는 일반적인 FDTD 기법의 원리와 계산 구조 등을 설명하고자 한다. FDTD 기법의 기본원리를 살펴보는 과정 중 저주파에서 발생하는 문제점 등을 설명하고, 본 논문의 나아갈 방향을 제시하도록 한다.

2.1 Yee 알고리즘

Yee 알고리즘은 전기장, 자기장을 동시에 시간과 공간에서 차분화하여 상호 간에 시간상으로 업데이트하며 전자계의 시간 응답을 얻는 기법이다.

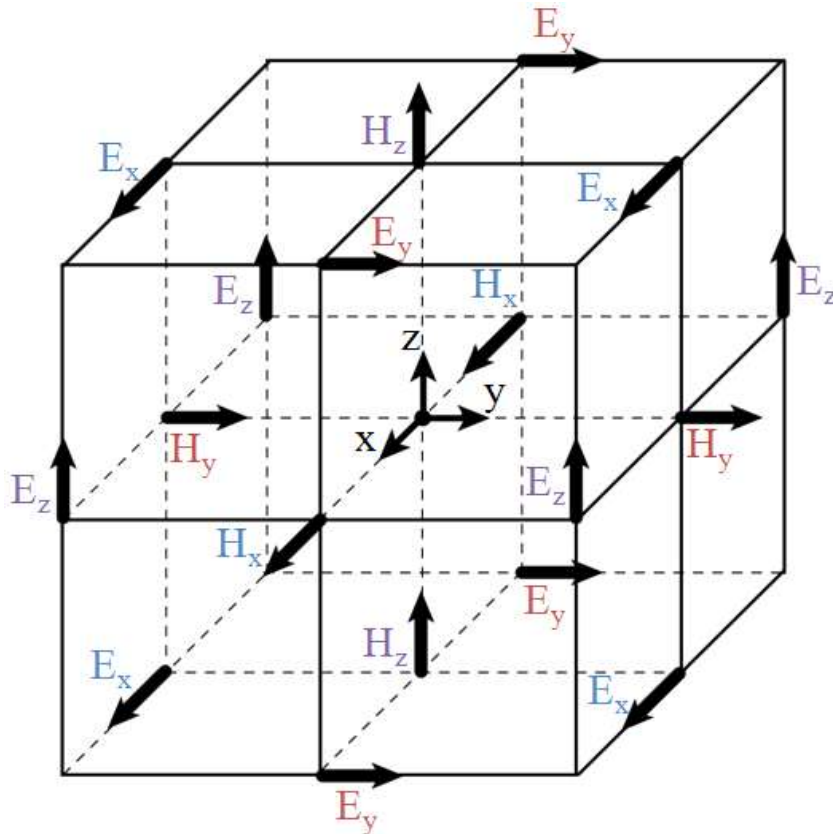


그림 2.1. 3차원 Yee 공간과 전자기 필드 벡터.

Fig. 2.1. Yee cell in three dimensions. E_x , E_y , E_z are electric field components. H_x , H_y , H_z are magnetic field components.

전자기장의 공간적 이산화 방법은 다음과 같다. FDTD에서 사용하는 Yee 공간의 배치방법은 그림 2.1과 같이 모든 전기장 \vec{E} 성분과 자기장 \vec{H} 성분을 반 칸씩 엇갈리게 배치한다. 따라서 모든 \vec{H} 성분은 주위 4개의 \vec{E} 성분으로 둘러싸이기에 패러데이 법칙을 시뮬레이션하기에 용이하

고, 마찬가지로 모든 \vec{E} 성분은 주위 4개의 \vec{H} 성분으로 둘러싸이기에 암페어 법칙을 시뮬레이션하기에 편리하다.

이렇게 구성된 Yee 공간을 시간에 따라서 서로의 정보를 갱신하며 FDTD 기법은 진행되는데 시간의 이산화 방법 역시 공간의 이산화와 마찬가지로 반 칸씩 엇갈리게 표본을 뽑는다. 이러한 과정을 1차원 FDTD 기법을 통해 아래에서 설명한다.

Maxwell의 두 curl 표현식을 E_x 와 H_y 를 갖는 1차원 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon_0} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (2.2)$$

시간과 공간에 대해 중앙 차분법을 이용하여 이산화하면 식(2.3), (2.4)과 같다. 중앙 차분법은 2차의 정확도를 갖기에 전진, 또는 후진 차분법에 비해 정밀한 결과를 보여준다.

$$\frac{E_x^{n+1/2}(k) - E_x^{n-1/2}(k)}{\Delta t} = -\frac{1}{\epsilon_0} \frac{H_y^n(k+1/2) - H_y^n(k-1/2)}{\Delta z} \quad (2.3)$$

$$\frac{H_y^{n+1}(k+1/2) - H_y^n(k+1/2)}{\Delta t} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{E_x^{n+1/2}(k+1) - E_x^{n+1/2}(k)}{\Delta z} \quad (2.4)$$

이를 다이어그램으로 나타내면 그림 2.2와 같다.

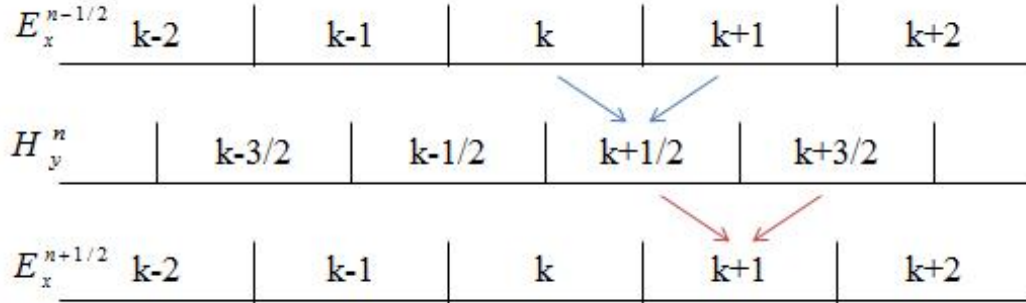


그림 2.2. Yee 알고리즘의 업데이트 과정 도표.

Fig. 2.2. Diagram of update process in Yee algorithm.

식(2.3), (2.4)과 그림 2.2에서 알 수 있듯이 모든 계산 영역에서 \vec{E} 성분은 이전 단계의 \vec{H} 성분으로부터 계산되고, 마찬가지로 \vec{H} 성분 역시 이전 단계의 \vec{E} 성분으로부터 계산된다. 이러한 계산은 시뮬레이션이 수렴할 때까지 반복된다.

2.2 FDTD 기법의 안정 조건

자유 공간에서 전자기파는 빛보다 빠를 수 없다. 1차원에서 한 격자를 통과하기 위해선 최소한 $\Delta t \leq \Delta x/c_0$ 의 시간이 필요하다. 각 차원에 최소한으로 요구되는 시간 간격(time-step)은 식(2.5)과 같으며 이를 CFL 안정 조건이라 한다.

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{\sqrt{n} \cdot c_0}. \quad (2.5)$$

여기서 n 은 해석영역의 차원이다[45].

CFL 안정조건은 편미분방정식을 유한차분법으로 풀 때 반드시 만족해야 하는 조건으로 FDTD 기법과 같은 양함수(explicit) 수치해석 기법의 결과가 발산하지 않기 위해 충족해야 한다.

2.3 3차원 FDTD 업데이트 방정식

2.2장에서 알아본 1차원에서의 FDTD 기법의 업데이트 과정을 본 장에서는 3차원으로 확장해 설명한다. 전자기적 손실을 포함한 Maxwell의 두 curl 방정식을 미분 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \sigma^* \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (2.7)$$

여기서 \vec{E} , \vec{H} 는 각각 전기장과 자계를 나타내고 ϵ , μ 는 해당 매질의 유전율과 투자율이다. 그리고 σ 는 전기전도도, σ^* 은 자기저항이기에 $\sigma \vec{E}$ 와 $\sigma^* \vec{H}$ 는 각각 전기적, 자기적 손실을 나타낸다. 식 (2.6)과 (2.7)를 각각 좌표계로 나타내면 아래 6개의 스칼라(scalar) 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^* H_x \right) \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \sigma^* H_y \right) \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma^* H_z \right) \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.12)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.13)$$

식 (2.8)을 중앙 차분하면 다음의 식과 같다.

$$\frac{1}{\Delta t} \begin{pmatrix} H_x^{n+1/2}(i,j,k) \\ -H_x^{n-1/2}(i,j,k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{E_y^n(i,j,k+1/2) - E_y^n(i,j,k-1/2)}{\mu(i,j,k)\Delta z} \\ -\frac{E_z^n(i,j+1/2,k) - E_z^n(i,j-1/2,k)}{\mu(i,j,k)\Delta y} \\ -\frac{\sigma^* H_x^n(i,j,k)}{\mu(i,j,k)} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

여기서 $H_x^n(i,j,k)$ 는 n 의 시간 간격에 존재하지 않기에 다음의 보간법을 통해 근사값으로 사용한다.

$$H_x^n(i,j,k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i,j,k) - H_x^{n-1/2}(i,j,k)}{2} \quad (2.15)$$

식 (2.15)을 식 (2.14)에 넣고 정리하면 식 (2.16)처럼 나타낼 수 있고, 나머지 5개의 식에서도 정리하면 다음과 같다.

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = D_{a, H_x}|_{i, j, k} H_x^{n-1/2}(i, j, k) + D_{b, H_x}|_{i, j, k} \begin{pmatrix} E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2) \\ + E_z^n(i, j-1/2, k) - E_z^n(i, j+1/2, k) \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = D_{a, H_y}|_{i, j, k} H_y^{n-1/2}(i, j, k) + D_{b, H_y}|_{i, j, k} \begin{pmatrix} E_z^n(i+1/2, j, k) - E_z^n(i-1/2, j, k) \\ + E_x^n(i, j, k-1/2) - E_x^n(i, j, k+1/2) \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = D_{a, H_z}|_{i, j, k} H_z^{n-1/2}(i, j, k) + D_{b, H_z}|_{i, j, k} \begin{pmatrix} E_x^n(i, j+1/2, k) - E_x^n(i, j-1/2, k) \\ + E_y^n(i-1/2, j, k) - E_y^n(i+1/2, j, k) \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = C_{a, E_x}|_{i, j, k} E_x^n(i, j, k) + C_{b, E_x}|_{i, j, k} \begin{pmatrix} H_z^{n+1/2}(i, j+1/2, k) \\ - H_z^{n+1/2}(i, j-1/2, k) \\ + H_y^{n+1/2}(i, j, k-1/2) \\ - H_y^{n+1/2}(i, j, k+1/2) \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = C_{a, E_y}|_{i, j, k} E_y^n(i, j, k) + C_{b, E_y}|_{i, j, k} \begin{pmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j, k+1/2) \\ - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1/2) \\ + H_z^{n+1/2}(i-1/2, j, k) \\ - H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k) \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = C_{a, E_z}|_{i, j, k} E_z^n(i, j, k) + C_{b, E_z}|_{i, j, k} \begin{pmatrix} H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) \\ - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k) \\ + H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k) \\ - H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

위의 식에서 사용된 전계의 계수는 다음과 같으며

$$C_a|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}\right) \quad (2.22)$$

$$C_b|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k} \Delta m}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}\right) \quad (2.23)$$

자계의 계수는 다음과 같다.

$$D_a|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma^*_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma^*_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \quad (2.24)$$

$$D_b|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma^*_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \quad (2.25)$$

이와 같은 업데이트 방정식을 이용하여 종료조건을 만족할 때까지 반복계산을 수행한다. 그림 2.3은 FDTD 기법의 흐름도이다.

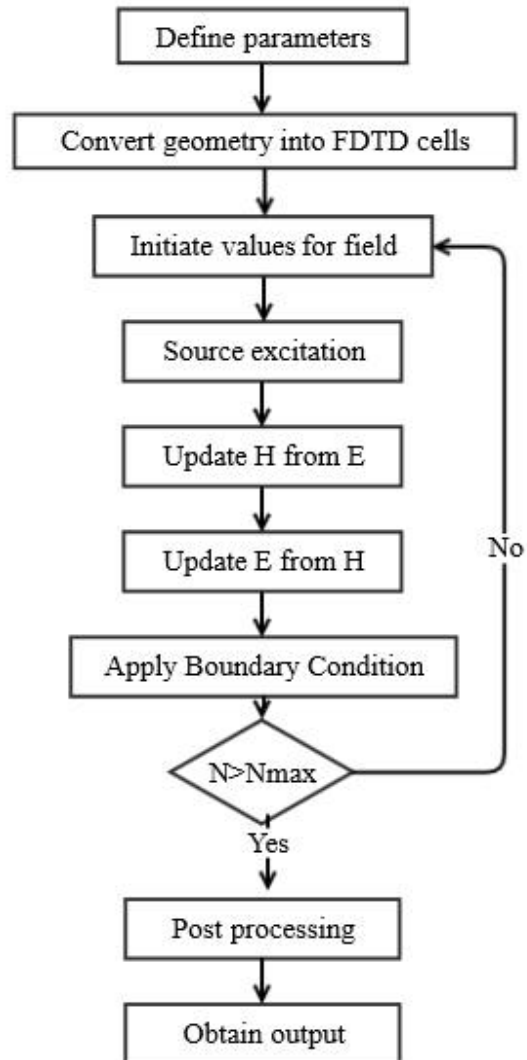


그림 2.3. FDTD 기법의 흐름도

Fig. 2.3. Flowchart of the FDTD method

2.4 저주파에서 FDTD 기법의 한계

2.3절에서 언급했듯이 FDTD 기법은 양함수 수치해석 기법이다. 양함수 수치해석의 장점은 연립방정식의 형태를 피할 수 있기에 행렬의 역변환 과정이 없다. 따라서 본 논문에서 해석하고자 하는 인체와 같은 고해상도를 요구하는 모델의 해석에 메모리의 관점에서 매우 유리하다. 이러한 장점이 1990년대 이후 생체전자기학의 시뮬레이션에 FDTD를 가장 널리 사용하도록 만들었다.

이러한 FDTD 기법은 FEM 등의 적분 방정식을 기반으로 하는 수치해석 방법에 비교하여 메모리의 사용이 적은 큰 강점이 있음에도 불구하고 저주파에선 2.3절에서 언급한 안정화 조건을 만족해야 하기에 일반적인 방법을 바로 적용하긴 어렵다.

본 논문은 이러한 문제점을 해결하기 위한 혼합형 알고리즘을 제안하였다. 제안한 방법을 구성하고 있는 준정적 FDTD 방법과 표면 등가 원리 및 혼합 기법에 대해 3장에서 알아보기로 한다.

제 3 장 제안된 해석기법

3.1 개요

2장에서 검토하였듯이, 일반적으로 사용하는 FDTD 방법은 저주파에서는 반복 계산 횟수가 커지는 문제가 발생함으로 사용하기에는 적절하지 않다. 서론에서 언급했듯이 FDTD 방법을 기반으로 개발된 수치해석 방법은 저주파 대역에서 임의의 소스원으로부터 유기된 전자계를 동시에 고려하며 빠르게 해석하기 어려웠다. 본 논문은 표면 등가 원리 QS-FDTD 방법을 이용하여 이러한 문제의 해결방법을 제시하였다.

[43]에서 제시한 기존의 QS-FDTD 방법은 저주파의 문제 해석을 빠르게 할 수 있었다. 하지만 평면파 소스가 인가되었을 때에 대해서만 적용할 수 있었고, 안테나와 같은 방사체의 특성을 고려하지 못하였기에 임의의 소스원에 대한 해석은 불가능하였다. 본 논문에서는 이러한 단점을 표면 등가 원리를 적용함으로 극복하였다.

따라서 본 장에서는 표면 등가 원리와 QS-FDTD 방법에 대해 각각 설명하고 제안된 방법의 이론적 배경을 기술했다.

3.2 QS-FDTD 기법

일반적인 FDTD 기법은 보통 단일파장 혹은 펄스(pulse) 소스를 사용한다. 소스가 펄스로 주어질 때는 한 번의 해석으로 광범위한 주파수 대역의 응답을 얻을 수 있으나 푸리에 변환 과정이 필요하기에 해석 대상이 전기적으로 큰 경우에는 상당한 시간과 메모리를 요구한다. 이와는 대조적으로 단일파장의 소스를 인가하면 일반적으로 수 주기 이후 수렴 결과를 얻게 된다. 이 방법은 단일 주파수의 응답만을 얻을 수 있지만, 펄스 소스와는 달리 메모리의 사용이 적다.

하지만 FDTD 기법이 양함수 수치해석 기법이기에 CFL 안정화 조건에 따라 저주파에서는 한 주기의 해석에도 많은 수의 반복 계산이 필요하게 되어 해석이 어렵다. 예를 들어 해석할 격자의 크기가 $\Delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.1 \text{ cm}$ 이면 60 Hz의 문제를 해석하는 데 필요한 반복계산의 수는 3.5×10^{10} 이다.

이러한 해석은 현실적으로 불가능하기에 [43]에서 해석하고자 하는 주파수 대역이 준정적 근사를 이용할 수 있다면 위상을 예측할 수 있는 특성을 활용하여 해석시간을 획기적으로 단축했다. 준정적 근사는 대상의 크기가 자유 공간의 파장보다 아주 작다면 전파효과(propagation effect)를 무시할 수 있다는 가정이다. 이러한 가정은 수십 MHz까지 가정되기도 한다[46].

준정적 근사에서 공기의 전도도와 유전율을 각각 g_0 과 ϵ_0 라 할 때, 일반적으로 g_0 은 매우 작기에 $g_0 \ll \omega \epsilon_0$ 라 가정할 수 있다[46]. 또한, 이 가정에 따르면 인체 내부에서는 변위 전류에 의한 영향이 매우 적기에 인체 내부 조직 또는 기관의 전도도와 유전율을 각각 g 와 ϵ 라 할 때 $g + j\omega \epsilon \cong g$ 라고 가정할 수 있다.

이와 같은 준정적 근사의 특성을 이용하면 전자기장 문제를 해석 대상 외부와 내부의 두 단계로 나뉘서 쉽게 풀 수 있다. 다음은 이를 이용하는 여러 가지 수치해석 방법 중 Impedance 네트워크 기법에 대한 설명이다. 이 기법은 우선, 그림 3.1과 같이 관심 영역을 여러 개의 셀로 세분화 한 후 각각의 셀을 등가 임피던스로 대치한다[38].

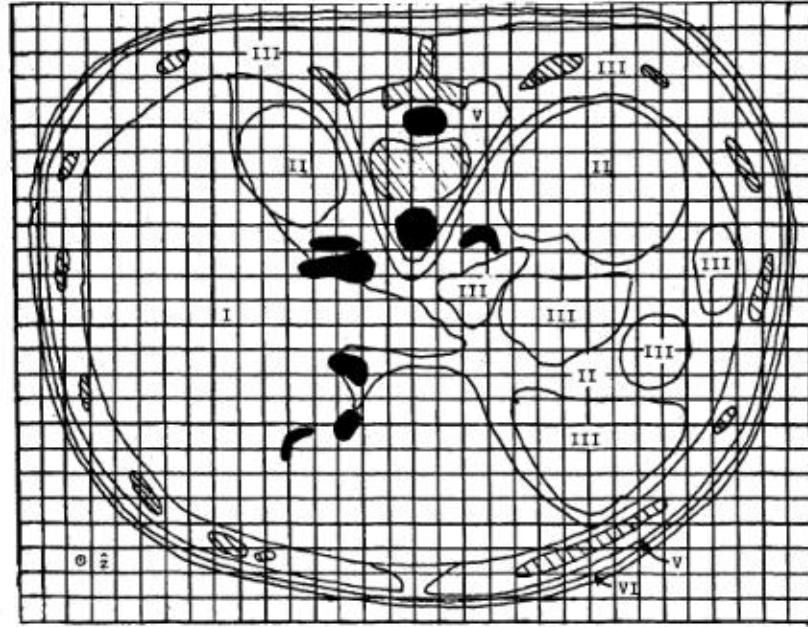


그림 3.1. 간 단면의 도표

Fig. 3.1. Diagram of liver cross section

그 후, 다이어그램을 그림 3.2와 같은 회로로 대치한 후, 입사 자기장 으로부터 기인한 네트워크의 전류를 아래 식 (3.1)을 이용하여 계산하여 결과를 구한다.

$$V_z(i,j) = Z_y(i,j)\{I(i,j) - I(i-1,j)\} + Z_x(i,j+1)\{I(i,j) - I(i,j+1)\} + Z_y(i+1,j)\{I(i,j) - I(i+1,j)\} + Z_x(i,j)\{I(i,j) - I(i,j-1)\} \quad (3.1)$$

여기서 기전력은 다음과 같다.

$$V_z(i,j) = - \frac{d}{dt} \int_s B(i,j) \cdot ds \quad (3.2)$$

이와 유사한 수치해석 방법으로는 앞서 연구의 필요성 부분에서 언급한 current vector potential method, scalar potential finite-difference 등이 있다. 이러한 방법들은 입사 자기장문제는 해석할 수 있지만 입사 전기장 문제를 해석하기 어렵다는 단점이 있다.

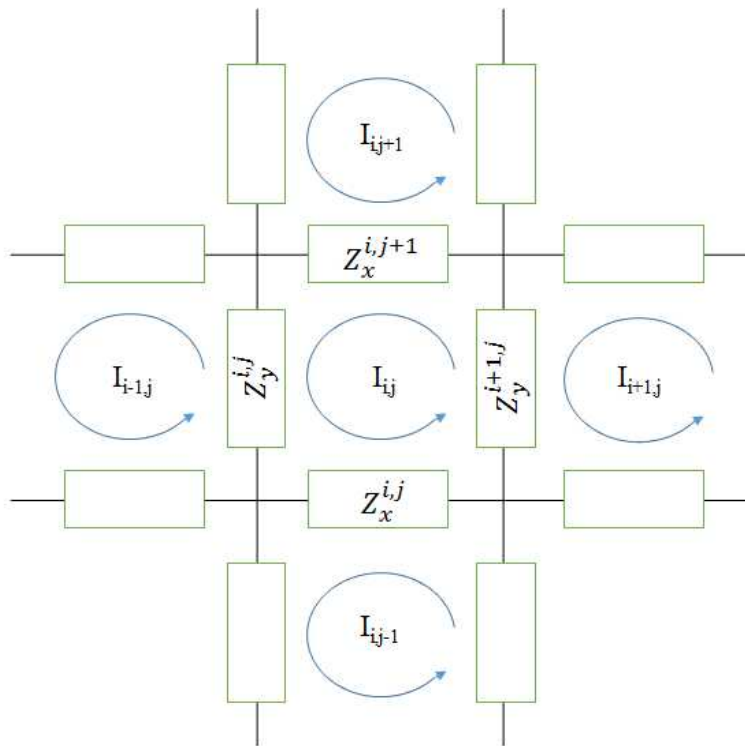


그림 3.2. 2 차원 impedance 네트워크

Fig. 3.2. 2-D impedance network

또한 준정적 상태에서 전자계의 위상을 예측할 수 있다는 특성을 이용한 수치해석 방법들이 있는데, 다음은 그 중 하나인 QS-FDTD 기법에 대한 설명이다. 그림 3.3과 준정적 근사를 이용하여 해석 대상 외부와 내부 전자기장은 다음과 같은 특성을 갖는다[47].

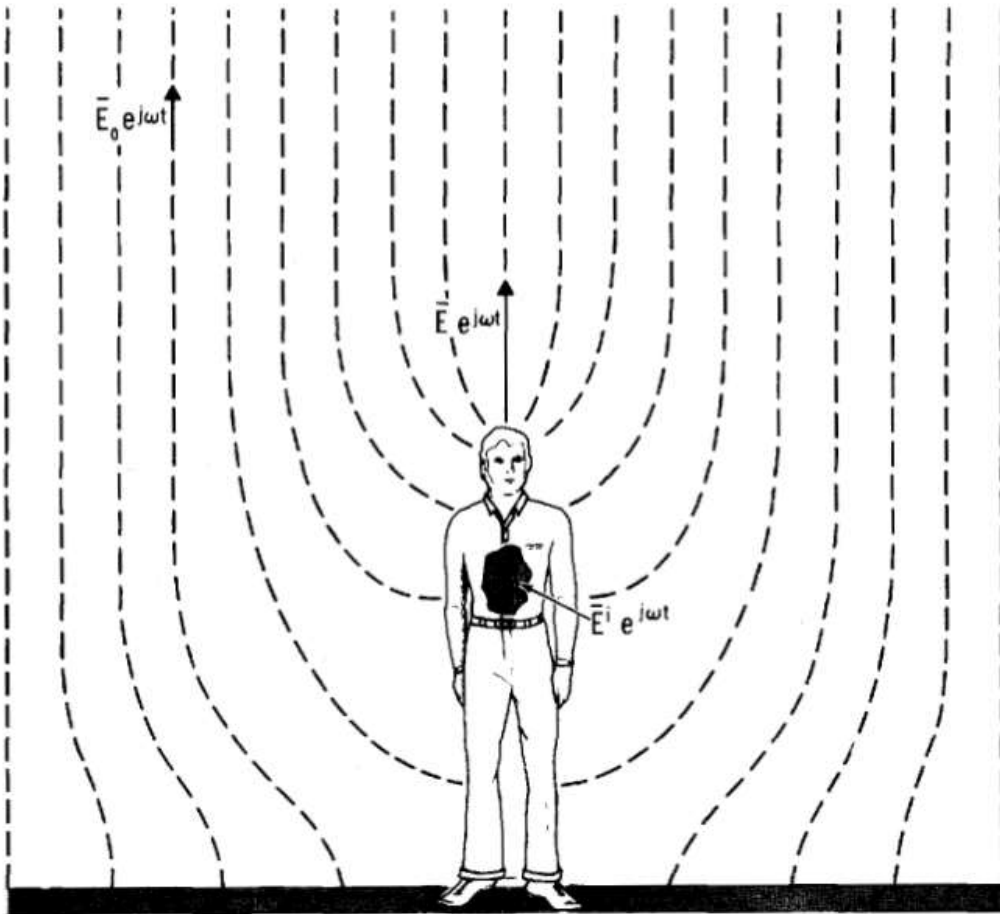


그림 3.3. 균일한 극 저주파 전기장에 노출된 인체 모델

Fig. 3.3. Human model exposed to uniform ELF electric field

- 해석 대상의 경계면

그림 3.3의 지면과 공기의 경계 조건은 다음과 같고,

$$\phi = 0 \quad (3.3)$$

인체와 공기에서의 경계 조건은 다음과 같다.

$$\phi = \phi^i \quad (3.4)$$

$$jw\epsilon_0 \hat{n} \cdot \vec{E} = (g + jw\epsilon) \hat{n} \cdot \vec{E}^i \cong g \hat{n} \cdot \vec{E}^i \quad (3.5)$$

여기서 ϕe^{jwt} 와 $\phi^i e^{jwt}$ 는 각각 인체 내·외부의 전위이고, $\vec{E} = -\nabla \phi$ 와 $\vec{E}^i = -\nabla \phi^i$ 는 각각 인체 외부와 내부의 전계이다. 위의 인체 내부의 준정적 근사에 의한 가정에 따라 인체 내부는 도체와 같이 생각할 수 있다. 따라서 도체 내부와 외부의 경계에서의 전위는 식 (3.4)과 같이 같다. 또한, 전하량 보존 법칙과 가우스 법칙을 인체 내·외부에서 적용하면 $\nabla \cdot (jw\epsilon_0 E) = 0$ 과 $\nabla \cdot (g + jw\epsilon) E^i = 0$ 을 얻게 되는데 이를 이용해 식 (3.5)의 경계 조건을 얻을 수 있다.

- 해석 대상의 외부 전자기장

앞서 기술한 것과 같이 준정적 근사에 따라 인체 내부는 도체와 같이 가정할 수 있다. 따라서 인체 내부의 전기장은 0으로 간주할 수 있다. 따라서 인체 외부 전자기장에 영향을 미치지 않기, 외부의 전자기장은 소스원과 같은 위상을 갖게 된다.

- 해석 대상의 내부 전자기장

그림 3.3에서 인체의 표면에 유기된 자유전하를 Q , 표면에서 접지면으로 흘러나가는 전류를 I_G 라 하면 전하량 보존 법칙은 식 (3.6)과 같이 표

현된다.

$$I_G + jwQ = 0 \quad (3.6)$$

여기서 Q는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Q = \int_S \epsilon_0 \hat{n} \cdot \vec{E} dS \quad (3.7)$$

따라서 두 식을 정리하면 다음 식 (3.8)과 같다.

$$I_G + jw \int_S \epsilon_0 \hat{n} \cdot \vec{E} dS = 0 \quad (3.8)$$

위의 식을 이용하여 유도된 전류와 외부 전기장의 관계를 정리하면 다음과 같다.

$$I_G = -jw \int_S \epsilon_0 \hat{n} \cdot \vec{E} dS \quad (3.9)$$

따라서 인체 내부에 유도되는 전류는 외부의 전자기장에 시간 미분과 같은 위상을 갖게 된다.

앞에서와 같이 준정적 전자계에서 인체의 내부와 외부의 특성에 따라 경사 함수(ramp function)를 입사파로 사용하면, 대상 외부의 전자기장은 선형성을 보이고, 대상 내부에서는 상숫값을 갖는다. 논문에서는 고조파 성분을 줄이기 위해 식 (3.10)과 같이 경사 함수의 시작 부분을 부드럽게 처리하였다.

$$E_i = \begin{cases} 0 & -\infty < t \leq t_0 \\ (t - (\tau/\pi)\sin(\pi t/\tau))/2 & t_0 < t \leq \tau \\ t - \tau/2 & t > \tau \end{cases} \quad (3.10)$$

여기서 τ 는 경험적인 값으로 보통 $100\Delta t$ 정도의 값을 사용한다.

위와 같은 방법으로 논문에서는 평면파가 입사할 때 기존의 방법에 비해 해석시간을 크게 단축했다. 하지만 QS-FDTD 기법은 안테나와 같은 도체에 바로 적용하면 방사특성을 제대로 고려하지 못하는 단점이 있다. 따라서 최근까지도 [48]에서와 같이 전자계의 인체 유해성을 판단하기 위해 QS-FDTD 기법을 적용하였으나 안테나를 바로 사용하지 못하고, 시스템이 동작하는 주파수의 평면파를 이용하여 평가하였다.

그러나 실생활에서 발생하는 전자기장은 대부분 평면파와 같지 않기에 정확한 해석을 위해서는 임의의 소스원으로부터 발생하는 방사 특성을 고려하면서도 저주파에서 빠르게 사용할 수 있는 새로운 수치해석 방법이 요구되었다.

본 논문에서는 이러한 문제의 해결을 위해 다음 절에서 설명할 표면 등가 원리를 도입하였다.

3.3 표면 등가 원리

표면 등가 원리(surface equivalence principle)는 1936년 Sckelkunoff[49]에 의해 도입되었으며 현재 전자기학 및 안테나 문제에 널리 사용되고 있다[50], [51].

이 원리는 복잡한 구조의 전자파 산란을 해석할 때 유용한 개념으로 안테나, 반사체(scatterer)와 같은 실제 소스원을 그것을 포함하는 가상의 폐곡면(closed surface)에 유기된 가상의 전류로 치환하는 방법이다. 이때 이 가상의 전류로부터 폐곡면 밖으로 진행되는 전자기파가 원래의 소스원으로부터 발생한 전자기파를 등가화한다.

소스원이 이론적이거나 간단한 구조일 경우에는 표면 등가 원리를 이용하지 않고도 쉽게 해석할 수 있지만, 복잡한 구조일 경우 소스원 자체 보다는 소스원으로부터 발생하는 전자파의 산란파를 이용하여 이 원리에 적용함으로써 외부로 진행되는 전자파를 쉽게 구할 수 있다.

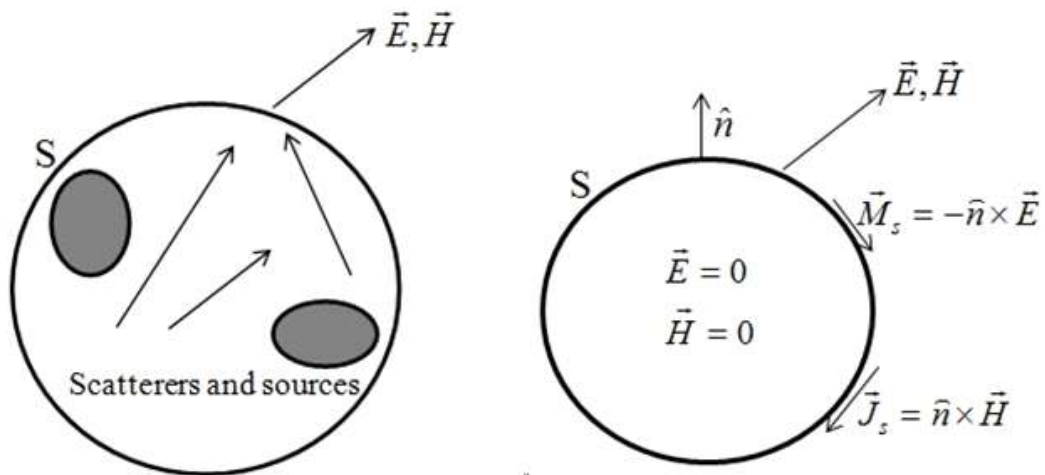


그림 3.4. 표면 등가 원리

Fig. 3.4. Surface equivalence principle

그림 3.4는 표면 등가 원리의 일반적인 진행 과정을 나타낸다. 자유 공간에 임의의 소스원이 존재한다고 가정할 때 등가 표면을 해석하고자 하는 소스원들(소스, 반사체)이 모두 포함될 수 있도록 선택한다. 이때 등가 표면의 경계에서 경계조건에 의해 전기장과 자기장의 접선성분은 연속이어야 한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \times \hat{n} = \vec{M}_s \quad (3.11)$$

$$\hat{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{J}_s \quad (3.12)$$

여기서 \hat{n} 은 법선 벡터(normal vector)이고, \vec{M}_s, \vec{J}_s 는 각각 표면 자류 밀도, 표면 전류 밀도이다.

본 연구의 관심 영역은 소스원의 해석이 아닌 소스원으로부터 영향을 받는 대상이다. 따라서 계산을 편의성을 위해 표면 내부를 강제적으로 $\vec{E}_1 = \vec{H}_1 = 0$ 으로 하면 표면 전류는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\vec{E}_2 \times \hat{n} = \vec{M}_s \quad (3.13)$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (3.14)$$

이처럼 복잡한 구조를 갖는 소스원이 존재하더라도 표면 등가 원리에 의해 주어진 표면 위의 전류 분포로 변환할 수 있다. 따라서 다양한 혼합 수치해석 기법에 널리 사용되고 있다[52-59].

이러한 표면 등가 원리를 본 논문에서 사용한 구조체와 인체 모델을 이용하여 설명하면 다음과 같다. 그림 3.5와 같은 구조를 갖는 소스원과 인체가 있을 때 계산하고자 하는 관심 영역이 인체에 국한된다면 해석하고자 하는 문제는 그림 3.6과 같이 등가화 할 수 있다.

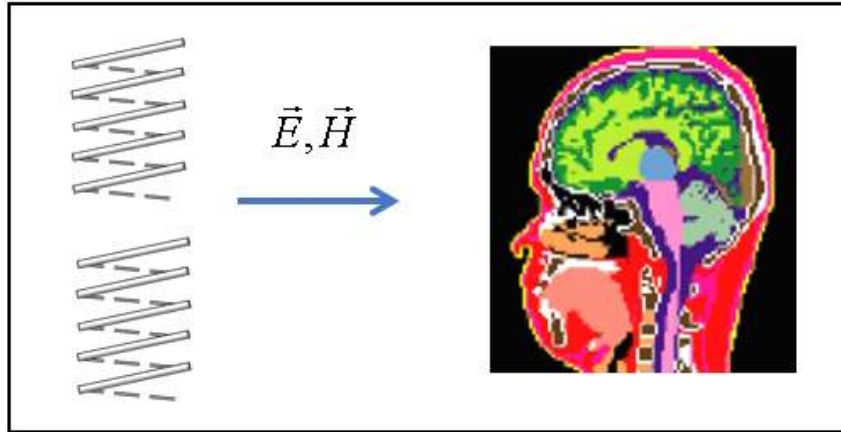


그림 3.5. 구조체와 인체 두부 모델

Fig. 3.5. Structure and human head model

이때 그림 3.6의 내부 전자계 값을 0으로 하면 식 (3.13), (3.14)에 따라 외부의 전자계는 표면의 전류값에 의해 계산할 수 있다. 따라서 그림 3.6과 같이 계산하기 쉬운 등가 표면을 잡고 선정한 면 위에서의 전류값을 구함으로써 복잡한 구조로부터 해석 대상 내부로 유도되는 전자계 문제를 쉽게 해석할 수 있다.

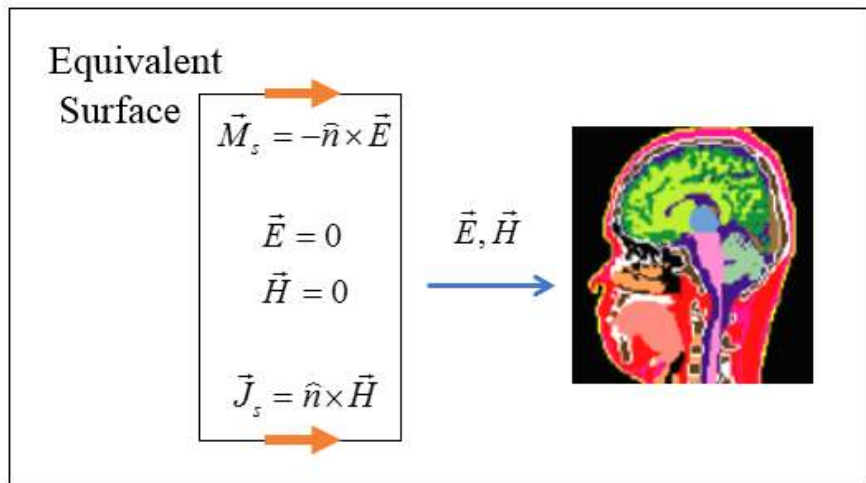


그림 3.6. 등가 표면과 인체 두부 모델

Fig. 3.6. Equivalence surface and human head model

3.4 혼합 기법

제안한 방법의 기본 개념은 표면 등가 원리와 QS-FDTD 기법의 혼합이다. 이 방법은 기존의 FDTD 기법이 문제를 한 번에 계산하는 것과 달리 두 단계로 나누어져 있다.

제안된 방법의 과정을 간략히 설명하면 첫 단계는 소스를 포함하는 면을 선택해 그 면에서의 표면 전류를 구하는 것으로 구성되어 있다. 두 번째 단계는 첫 단계에서 구한 전류에 준정적 근사를 이용하여 QS-FDTD의 소스원으로 사용하여 문제를 계산한다.

여기서 표면 등가 원리는 나뉜 두 단계를 혼합하는데 적용된다. 다음 절부터 제안한 혼합 방법에 대해 자세히 기술한다.

3.4.1 등가 표면 선정

표면 등가 원리에서 사용할 등가 표면은 일반적으로 계산하기 쉬운 표면으로 선택한다. 앞서 기술한 것과 같이 복잡한 구조를 단순화하여 계산하기 위함으로, 보통 구, 원기둥, 직육면체 등과 같은 표면을 택한다. 본 논문에서는 FDTD 기법에 적용하기 위해 그림 3.7과 같은 직육면체의 표면을 선택하였다.

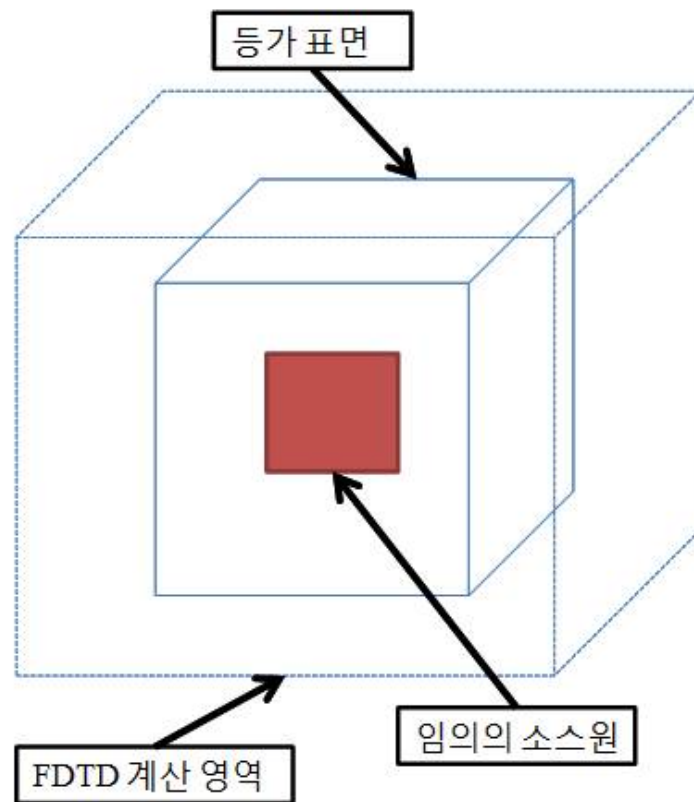


그림 3.7. 등가 표면을 포함하는 FDTD 계산 영역

Fig. 3.7. FDTD computation domain including equivalent surface

3.4.2 표면전류계산

위에서 선택한 직육면체의 면에서 소스원으로부터 유기된 전류 분포를 구한다. 여섯 개의 면은 식 (3.15), (3.16)에 의해 각각 두 개의 스칼라 전기 전류와 자기 전류값을 갖는다. 예를 들어 등가 표면 중 윗면에서는 다음과 같이 전류 분포들이 구해진다[51].

$$\begin{aligned}\overrightarrow{J_S} &= \hat{z} \times \overrightarrow{H} \\ &= \hat{z} \times (\hat{x}H_x + \hat{y}H_y + \hat{z}H_z) \\ &= -\hat{x}H_y + \hat{y}H_x\end{aligned}\tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}\overrightarrow{M_S} &= -\hat{z} \times \overrightarrow{E} \\ &= -\hat{z} \times (\hat{x}E_x + \hat{y}E_y + \hat{z}E_z) \\ &= \hat{x}E_y - \hat{y}E_x\end{aligned}\tag{3.16}$$

따라서 스칼라 표면 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}\overrightarrow{J_S} &= -\hat{x}H_y + \hat{y}H_x \\ J_x &= -H_y, J_y = H_x\end{aligned}\tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}\overrightarrow{M_S} &= \hat{x}E_y - \hat{y}E_x \\ M_x &= E_y, M_y = -E_x\end{aligned}\tag{3.18}$$

위와 같은 계산을 통해 나머지의 면들에서 계산해야 할 전류들을 그림 3.8에 나타내었다.

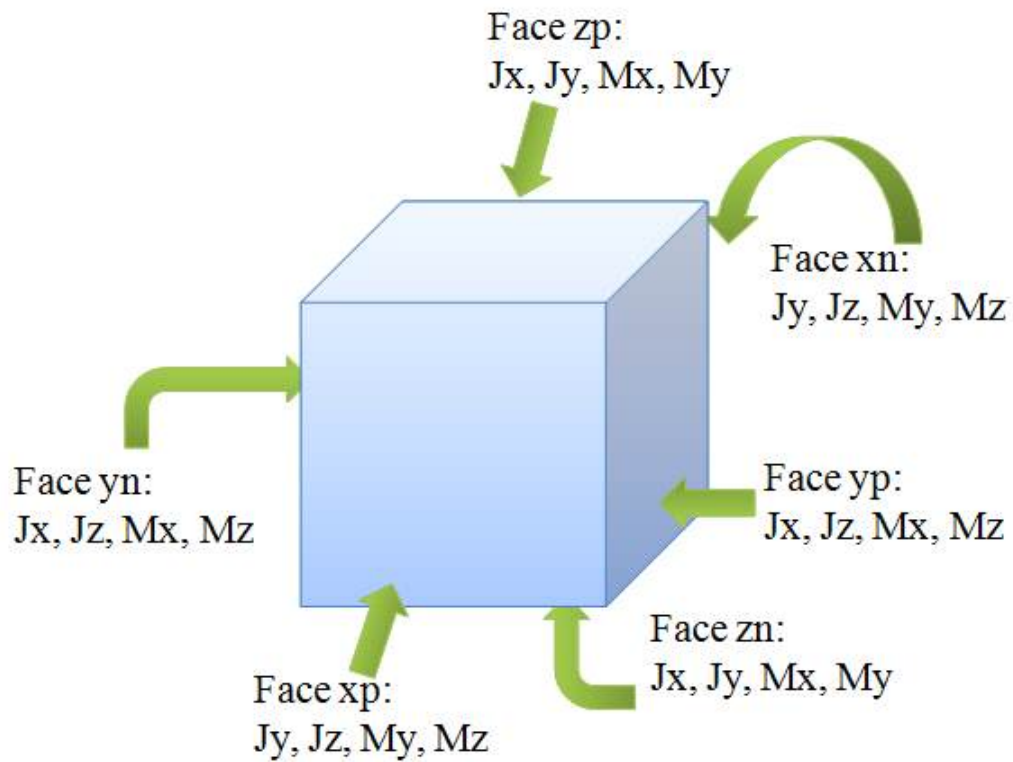


그림 3.8. 등가 표면 전류

Fig. 3.8. Current on the equivalent surface

여기서 각각의 전류에 대응되는 전자기장 값은 이론 혹은 수치해석을 통해 구할 수 있다. 수치해석 방법은 등가 표면 내부의 소스원에 따라 달라지는데, 일반적으로 선(wire) 구조를 갖는 안테나의 경우에는 MoM 방법이 선호되고, 유전체를 포함하는 안테나의 해석에는 FEM, FDTD 등의 방법을 사용하여 등가 표면 전류를 구할 수 있다.

3.4.3 FDTD 영역 내에 등가 표면 이식

FDTD 기법에서 입사 전자기파를 구현하기 위하여 과거에는 Yee가 제안한 초기 조건 방법(initial condition method)을 사용하였다. 하지만 이 방법은 비스듬하게 입사된 소스를 고려하지 못했고, 소스의 초기 조건을 포함하기 위해 계산 영역을 크게 해야 했다. 이러한 문제의 해결을 위해 전체-산란파 영역 방식(total/scattered field formulation method)이 개발되었다. 이 방법은 문제 영역을 전체 영역과 산란 영역으로 나눠 진행파가 흡수 경계 조건(absorbing boundary condition: ABC)과 상호작용하지 않게 하여 계산 영역의 크기에 부담을 주지 않았고, Taflove에 의해 도입된 배열 입사 방식(incident-field array)을 통해 비스듬히 날아오는 전자파를 고려할 수 있게 되었다[60]. 그림 3.9는 2차원에서의 전체-산란파 영역을 나타낸다.

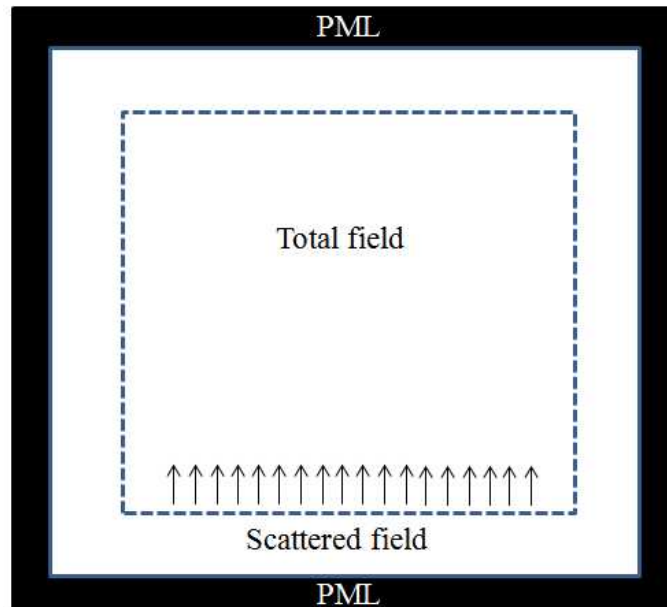


그림 3.9. 2차원 전체-산란파 영역 방식
Fig. 3.9. Total/scattered field formulation method for 2-dimension

다음은 전체-산란과 영역 방식을 그림 3.10에서처럼 1차원 횡 자기장 모드(transverse magnetic field)에 적용한 것이다.

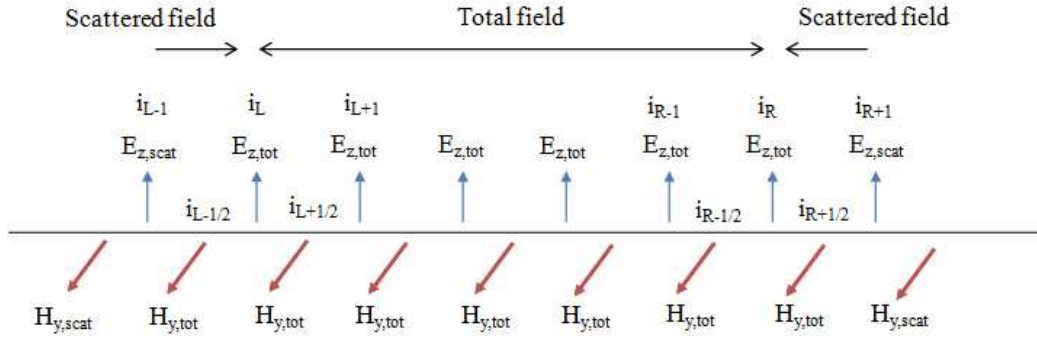


그림 3.10. 1차원 전체-산란과 영역 방식 요소

Fig. 3.10. Total/scattered field formulation components for 1-dimensional FDTD

FDTD 기법의 기본 알고리즘에 따라 I_L 에서 E_z 는 다음과 같은 업데이트 방정식을 갖는다.

$$E_{z_{tot}, I_L}^{n+1} = E_{z_{tot}, I_L}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} (H_{y_{tot}, I_L+1/2}^{n+1/2} - H_{y_{scat}, I_L-1/2}^{n+1/2}) \quad (3.19)$$

여기서 아래첨자 tot는 전체필드, scat는 산란계를 나타낸다.

위의 식 (3.19)에 알려진 입사파를 넣어 식을 완성하면 다음과 같다.

$$E_{z_{tot}, I_L}^{n+1} = E_{z_{tot}, I_L}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} (H_{y_{tot}, I_L+1/2}^{n+1/2} - H_{y_{scat}, I_L-1/2}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{y_i, I_L-1/2}^{n+1/2} \quad (3.20)$$

여기서 아래첨자 i는 입사 필드를 의미한다.

입사 필드는 평면파와 같이 미리 전류 분포를 알고 있는 소스 함수이어야 한다. 경계면에 대한 나머지 전계와 자계의 업데이트 식은 다음과 같다.

$$H_{y_{\text{scat}}, I_L-1/2}^{n+1/2} = H_{y_{\text{scat}}, I_L-1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} \begin{pmatrix} E_{z_{\text{tot}}, I_L}^n \\ -E_{z_{\text{scat}}, I_L-1}^n \end{pmatrix} - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z_i, I_L}^n \quad (3.21)$$

$$E_{z_{\text{tot}}, I_R}^{n+1} = E_{z_{\text{tot}}, I_R}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} \begin{pmatrix} H_{y_{\text{scat}}, I_R+1/2}^{n+1/2} \\ -H_{y_{\text{tot}}, I_R-1/2}^{n+1/2} \end{pmatrix} + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{y_i, I_L+1/2}^{n+1/2} \quad (3.22)$$

$$H_{y_{\text{scat}}, I_R+1/2}^{n+1/2} = H_{y_{\text{scat}}, I_R+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} \begin{pmatrix} E_{z_{\text{scat}}, I_{R+1}}^n \\ -E_{z_{\text{tot}}, I_R}^n \end{pmatrix} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z_i, I_R}^n \quad (3.23)$$

위의 식들은 바로 2차원 또는 3차원으로 확장할 수 있다. 다음은 3차원으로 확장된 전체-산란과 영역 방식의 방정식이다[55].

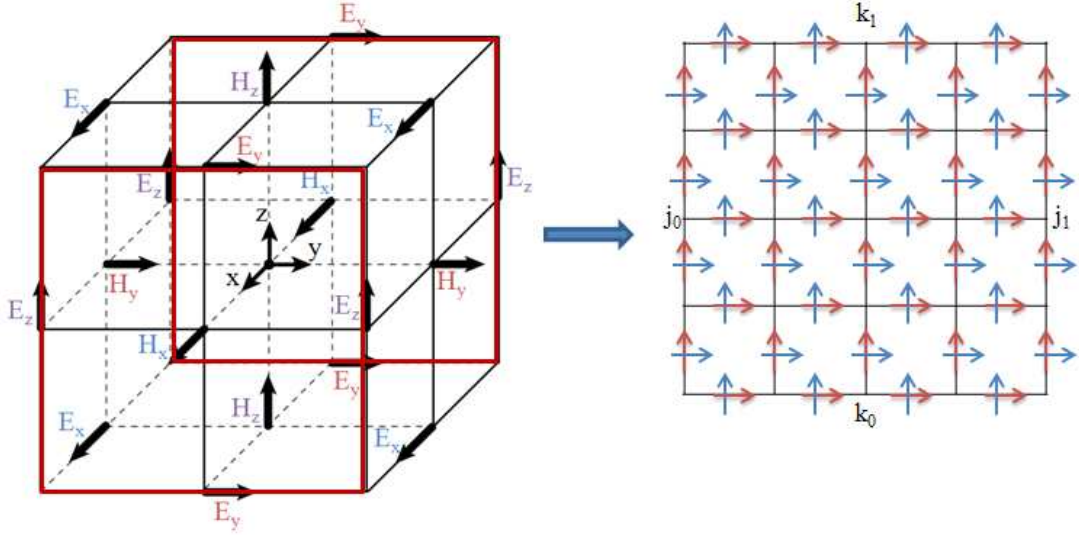


그림 3.11. j-k 평면의 전계와 자계 요소들의 위치

$$(E_y(\rightarrow), E_z(\uparrow), H_y(\rightarrow), H_z(\uparrow))$$

Fig. 3.11. Location of electromagnetic field components in the plane j-k ($E_y(\rightarrow)$, $E_z(\uparrow)$, $H_y(\rightarrow)$, $H_z(\uparrow)$)

- $i=i_0$ 면에서 전계의 방정식

$$E_{y_{i_0,j,k}}^{n+1} = [E_{y_{i_0,j,k}}^{n+1}]_{(2.20)} + C_{b,E_y}|_{i_0,j,k} \cdot H_{z,i_0-1/2,j,k}^{n+1/2} \quad (3.24)$$

$$E_{z_{i_0,j,k}}^{n+1} = [E_{z_{i_0,j,k}}^{n+1}]_{(2.21)} - C_{b,E_z}|_{i_0,j,k} \cdot H_{y,i_0-1/2,j,k}^{n+1/2} \quad (3.25)$$

- $i=i_0-1/2$ 면에서 자계의 방정식

$$H_{y_{i_0-1/2,j,k}}^{n+1/2} = [H_{y_{i_0-1/2,j,k}}^{n+1/2}]_{(2.17)} - D_{b,H_y}|_{i_0-1/2,j,k} \cdot E_{z,i_0,j,k}^n \quad (3.26)$$

$$H_{z_{i_0-1/2,j,k}}^{n+1/2} = [H_{z_{i_0-1/2,j,k}}^{n+1/2}]_{(2.18)} + D_{b,H_z}|_{i_0-1/2,j,k} \cdot E_{y,i_0,j,k}^n \quad (3.27)$$

- $i=i_1$ 면에서 전개된 방정식

$$E_{y_{i_1, j, k}}^{n+1} = [E_{y_{i_1, j, k}}^{n+1}]_{(2.20)} - C_{b, E_y}|_{i_1, j, k} \cdot H_{z, i_{i_1+1/2, j, k}}^{n+1/2} \quad (3.28)$$

$$E_{z_{i_1, j, k}}^{n+1} = [E_{z_{i_1, j, k}}^{n+1}]_{(2.21)} + C_{b, E_z}|_{i_1, j, k} \cdot H_{y, i_{i_1+1/2, j, k}}^{n+1/2} \quad (3.29)$$

- $i=i_1+1/2$ 면에서 전개된 방정식

$$H_{y_{i_1+1/2, j, k}}^{n+1/2} = [H_{y_{i_1+1/2, j, k}}^{n+1/2}]_{(2.17)} + D_{b, H_y}|_{i_1+1/2, j, k} \cdot E_{z, i_{i_1, j, k}}^n \quad (3.30)$$

$$H_{z_{i_1+1/2, j, k}}^{n+1/2} = [H_{z_{i_1+1/2, j, k}}^{n+1/2}]_{(2.18)} - D_{b, H_z}|_{i_1+1/2, j, k} \cdot E_{y, i_{i_1, j, k}}^n \quad (3.31)$$

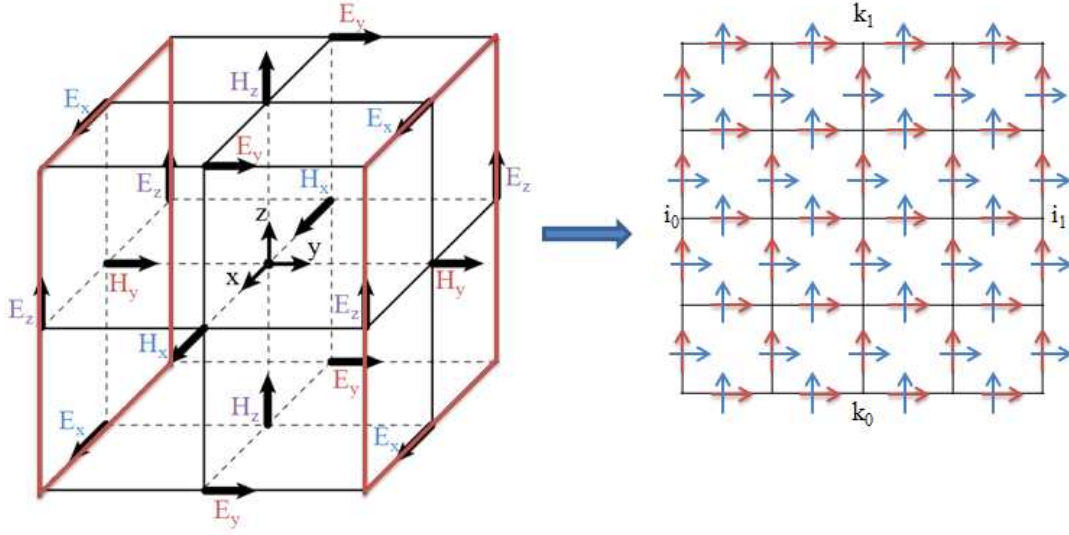


그림 3.12. i-k 평면의 전계와 자계 요소들의 위치

$(E_x(\rightarrow), E_z(\uparrow), H_x(\rightarrow), H_z(\uparrow))$

Fig. 3.12. Location of electromagnetic field components in the plane i-k $(E_x(\rightarrow), E_z(\uparrow), H_x(\rightarrow), H_z(\uparrow))$

- $j=j_0$ 면에서 전계의 방정식

$$E_{x,i,j_0,k}^{n+1} = [E_{x,i,j_0,k}^{n+1}]_{(2.19)} - C_{b,E_x}|_{i,j_0,k} \cdot H_{z,i,j_0-1/2,k}^{n+1/2} \quad (3.32)$$

$$E_{z,i,j_0,k}^{n+1} = [E_{z,i,j_0,k}^{n+1}]_{(2.21)} + C_{b,E_z}|_{i,j_0,k} \cdot H_{x,i,j_0-1/2,k}^{n+1/2} \quad (3.33)$$

- $j=j_0-1/2$ 면에서 자계의 방정식

$$H_{x,i,j_0-1/2,k}^{n+1/2} = [H_{x,i,j_0-1/2,k}^{n+1/2}]_{(2.16)} + D_{b,H_x}|_{i,j_0-1/2,k} \cdot E_{z,i,j_0,k}^n \quad (3.34)$$

$$H_{z,i,j_0-1/2,k}^{n+1/2} = [H_{z,i,j_0-1/2,k}^{n+1/2}]_{(2.18)} - D_{b,H_z}|_{i,j_0-1/2,k} \cdot E_{x,i,j_0,k}^n \quad (3.35)$$

- $j=j_1$ 면에서 전계의 방정식

$$E_{x_{i,j_1,k}}^{n+1} = [E_{x_{i,j_1,k}}^{n+1}]_{(2.19)} + C_{b,E_x}|_{i,j_1,k} \cdot H_{z,i_{j_1}+1/2,k}^{n+1/2} \quad (3.36)$$

$$E_{z_{i,j_1,k}}^{n+1} = [E_{z_{i,j_1,k}}^{n+1}]_{(2.21)} - C_{b,E_z}|_{i,j_1,k} \cdot H_{x,i_{j_1}+1/2,k}^{n+1/2} \quad (3.37)$$

- $j=j_1+1/2$ 면에서 자계의 방정식

$$H_{x_{i,j_0+1/2,k}}^{n+1/2} = [H_{x_{i,j_0+1/2,k}}^{n+1/2}]_{(2.16)} - D_{b,H_x}|_{i,j_1+1/2,k} \cdot E_{z,i_{j_1,k}}^n \quad (3.38)$$

$$H_{z_{i,j_1+1/2,k}}^{n+1/2} = [H_{z_{i,j_1+1/2,k}}^{n+1/2}]_{(2.18)} + D_{b,H_z}|_{i,j_1+1/2,k} \cdot E_{x,i_{j_1,k}}^n \quad (3.39)$$

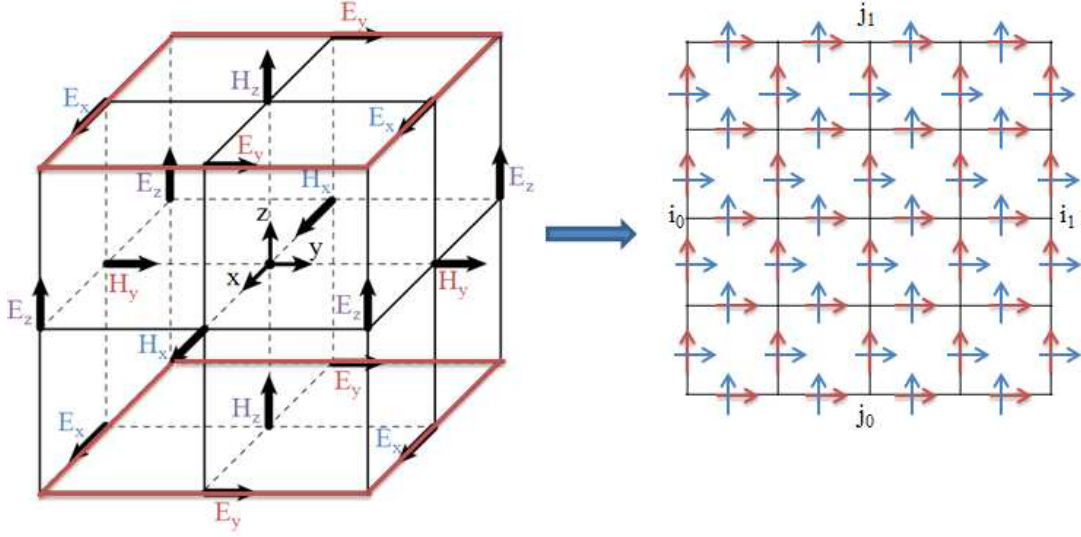


그림 3.13. i-j 평면의 전계와 자계 요소들의 위치

$$(E_x(\rightarrow), E_y(\uparrow), H_x(\rightarrow), H_y(\uparrow))$$

Fig. 3.13. Location of electromagnetic field components in the plane i-j ($E_x(\rightarrow), E_y(\uparrow), H_x(\rightarrow), H_y(\uparrow)$)

- $k=k_0$ 면에서 전계의 방정식

$$E_{x,i,j,k_0}^{n+1} = [E_{x,i,j,k_0}^{n+1}]_{(2.19)} + C_{b,E_x}|_{i,j,k_0} \cdot H_{y,i,j,k_0-1/2}^{n+1/2} \quad (3.40)$$

$$E_{y,i,j,k_0}^{n+1} = [E_{y,i,j,k_0}^{n+1}]_{(2.20)} - C_{b,E_y}|_{i,j,k_0} \cdot H_{x,i,j,k_0-1/2}^{n+1/2} \quad (3.41)$$

- $k=k_0-1/2$ 면에서 자계의 방정식

$$H_{x,i,j,k_0-1/2}^{n+1/2} = [H_{x,i,j,k_0-1/2}^{n+1/2}]_{(2.16)} - D_{b,H_x}|_{i,j,k_0-1/2} \cdot E_{y,i,j,k_0}^n \quad (3.42)$$

$$H_{y,i,j,k_0-1/2}^{n+1/2} = [H_{y,i,j,k_0-1/2}^{n+1/2}]_{(2.17)} + D_{b,H_y}|_{i,j,k_0-1/2} \cdot E_{x,i,j,k_0}^n \quad (3.43)$$

- $k=k_1$ 면에서 전개된 방정식

$$E_{x_{i,j,k_1}}^{n+1} = [E_{x_{i,j,k_1}}^{n+1}]_{(2.19)} - C_{b,E_x}|_{i,j,k_1} \cdot H_{y,i,j,k_1+1/2}^{n+1/2} \quad (3.44)$$

$$E_{y_{i,j,k_1}}^{n+1} = [E_{y_{i,j,k_1}}^{n+1}]_{(2.20)} + C_{b,E_y}|_{i,j,k_1} \cdot H_{x,i,j,k_1+1/2}^{n+1/2} \quad (3.45)$$

- $k=k_1+1/2$ 면에서 전개된 방정식

$$H_{x_{i,j,k_1+1/2}}^{n+1/2} = [H_{x_{i,j,k_1+1/2}}^{n+1/2}]_{(2.16)} + D_{b,H_x}|_{i,j,k_1+1/2} \cdot E_{y,i,j,k_1}^n \quad (3.46)$$

$$H_{y_{i,j,k_1+1/2}}^{n+1/2} = [H_{y_{i,j,k_1+1/2}}^{n+1/2}]_{(2.17)} - D_{b,H_y}|_{i,j,k_1+1/2} \cdot E_{y,i,j,k_1}^n \quad (3.47)$$

제안 방법은 근거리 전자기장을 고려하기 위해 수정된 전체-산란파 영역방식을 사용한다. 이를 2차원에서 설명하기 위해 이전 그림 3.9의 FDTD 영역을 그림 3.14와 같이 변경한다.

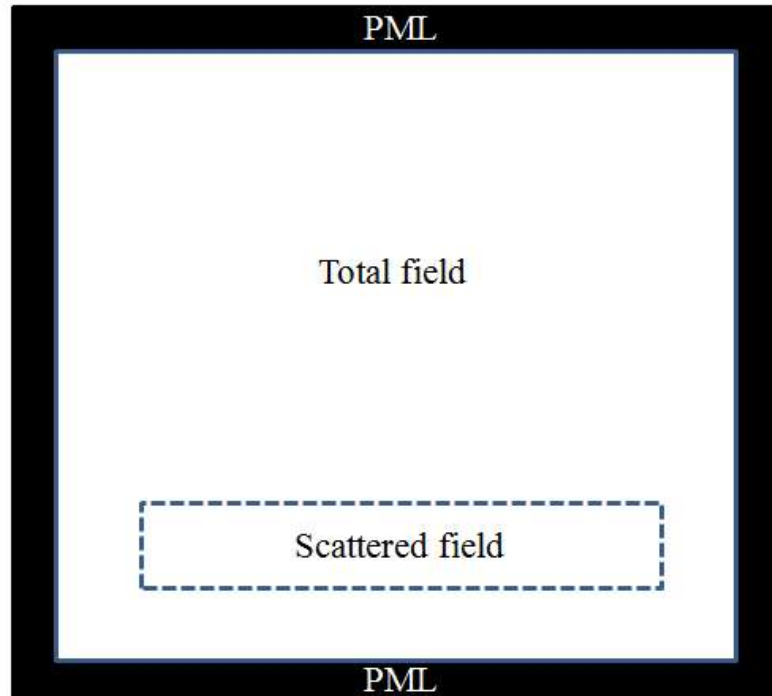


그림 3.14. 수정된 전체-산란파 영역 방식
Fig. 3.14. Modified total/scattered field formulation method.

변경된 방식은 그림 3.14의 산란파 영역에 등가 표면을 위치하여 전체 계에서 산란영역으로부터 나오는 전자파의 응답을 구하게 된다.

수정된 방식을 위와 같은 1차원에서 설명하면 다음 그림 3.15와 같다.

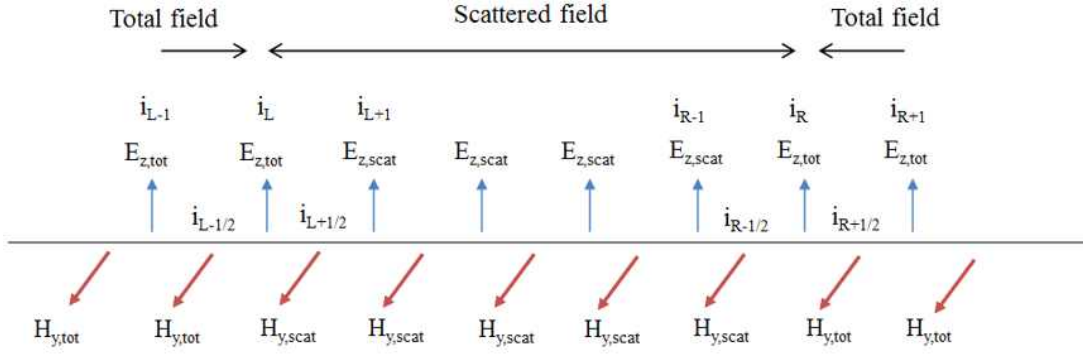


그림 3.15. 수정된 1차원 전체-산란파 영역 방식 요소

Fig. 3.15. Modified total/scattered field formulation components for 1-dimensional FDTD

그림 3.15와 같이 기존의 방법에서 전체계와 산란계의 위치가 교환되었다. 수정된 것을 토대로 경계면에서의 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$E_{z_{tot}, I_L}^{n+1} = E_{z_{tot}, I_L}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} (H_{y_{scat}, I_L+1/2}^{n+1/2} - H_{y_{tot}, I_L-1/2}^{n+1/2}) + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{y_i, I_L+1/2}^{n+1/2} \quad (3.48)$$

$$H_{y_{scat}, I_L+1/2}^{n+1/2} = H_{y_{scat}, I_L+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} (E_{z_{scat}, I_{L+1}}^n - E_{z_{tot}, I_L}^n) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z_i, I_L}^n \quad (3.49)$$

$$E_{z_{tot}, I_R}^{n+1} = E_{z_{tot}, I_R}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} (H_{y_{scat}, I_R-1/2}^{n+1/2} - H_{y_{tot}, I_L+1/2}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta} H_{y_i, I_R-1/2}^{n+1/2} \quad (3.50)$$

$$H_{y_{scat}, I_R-1/2}^{n+1/2} = H_{y_{scat}, I_R-1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} (E_{z_{scat}, I_R}^n - E_{z_{tot}, I_{R-1}}^n) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta} E_{z_i, I_R}^n \quad (3.51)$$

변경된 수식에서 전체-산란계의 위치가 교환되었기에 입사파의 부호가 바뀌게 된다. 이를 3차원 전체-산란계 영역 방식의 방정식 중 $i=i_0$ 과 $i=i_0-1/2$ 에서 기술하면 다음과 같다.

- $i=i_0$ 면에서 전계의 방정식

$$E_{y_{i_0,j,k}}^{n+1} = [E_{y_{i_0,j,k}}^{n+1}]_{()} - C_{b,E_y}|_{i_0,j,k} \cdot H_{z,i_{i_0+1/2,j,k}}^{n+1/2} \quad (3.52)$$

$$E_{z_{i_0,j,k}}^{n+1} = [E_{z_{i_0,j,k}}^{n+1}]_{()} + C_{b,E_z}|_{i_0,j,k} \cdot H_{y,i_{i_0-1/2,j,k}}^{n+1/2} \quad (3.53)$$

- $i=i_0+1/2$ 면에서 자계의 방정식

$$H_{y_{i_0+1/2,j,k}}^{n+1/2} = [H_{y_{i_0+1/2,j,k}}^{n+1/2}]_{()} + D_{b,H_y}|_{i_0+1/2,j,k} \cdot E_{z,i_{i_0,j,k}}^n \quad (3.54)$$

$$H_{z_{i_0+1/2,j,k}}^{n+1/2} = [H_{z_{i_0+1/2,j,k}}^{n+1/2}]_{()} - D_{b,H_z}|_{i_0+1/2,j,k} \cdot E_{y,i_{i_0,j,k}}^n \quad (3.55)$$

이와 같은 방식으로 다른 다섯 면에서의 식(2.15)-(2.38)의 입사파의 부호를 변경하여야 한다.

3.4.4 준정적 근사화된 소스 인가를 통한 FDTD 실행

등가 표면을 FDTD 기법의 영역 안에 이식 후 FDTD 기법으로 시간 영역의 Maxwell 방정식을 계산하기 전에 빠른 수렴을 위해 3.4.2에서 구한 표면 전류를 준정적 근사화한다. 전류는 수치해석방법에 따라 시간 혹은 주파수 영역으로 표현되어있는데, MoM과 같은 적분방정식을 통해 얻은 전류는 간단한 푸리에 변환(Fourier transform)을 통해 시간 영역으로 변환해준다.

$$\vec{J}_s = \vec{J}_s \sin(\omega t + \phi) \quad (3.56)$$

위의 식(3.56)에 QS-FDTD 방법에서와 같이 고조파 성분을 억제하는 경사 함수를 이용해 전류를 준정적 근사한다. 이렇게 근사화된 소스는 식 (3.57), (3.58)와 같은 시간 영역 Maxwell 방정식에 이용된다.

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{M}_s \quad (3.57)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_s \quad (3.58)$$

해석 영역 내의 모든 전자기장은 일반적인 FDTD 방법으로 위의 식을 계산함으로 구해진다. 준정적 시스템은 한주기보다 훨씬 빠르게 수렴하기에 기존의 방법에 비해 획기적으로 빠른 속도로 전체 전자기장 응답을 얻을 수 있다. 앞서 언급한 것과 같이 대상 외부 전자기장의 위상은 입사파와 같고, 내부 전자기장의 위상은 입사파의 시간 미분과 같다. 따라서 외부 전자기장을 얻기 위해서는 수렴 후 일정 간격의 전자기장을 기록하여 이의 기울기 계산을 통해 값을 얻을 수 있고 내부는 상숫값을 갖기에 수렴 후 바로 값을 얻을 수 있다.

일반적으로 혼합 수치해석 방법은 각각의 해석 방법 간의 상호작용을 고려하기 위한 반복처리가 필요하다. 하지만 본 논문에서는 [22]에 따라 저주파에서 유전 물질과 소스원의 상호작용이 크지 않다는 점을 이용하여 빠른 계산을 위해 위와 같은 절차를 생략했다.

다음은 본 장에서 설명한 제안한 방법의 요약이다. 일반적인 FDTD 기법이 갖는 저주파에서의 큰 연산량 문제를 해결하기 위해 제안한 기법에서는 QS-FDTD의 준정적 소스 근사화 방법을 이용했다. 또한, 임의의 소스를 고려하기 위해 표면 등가 원리를 적용하였다. 따라서 일반적인 FDTD기법과 달리 소스원의 반응을 먼저 계산하고, 준정적 근사화를 한 후에 FDTD 진행 과정을 통해 전체영역에서의 반응을 계산했다. 이렇게 나눈 두 과정을 합치기 위해 표면 등가 원리를 사용했다. 그림 3.16에서는 이러한 과정을 흐름도로 보여준다.

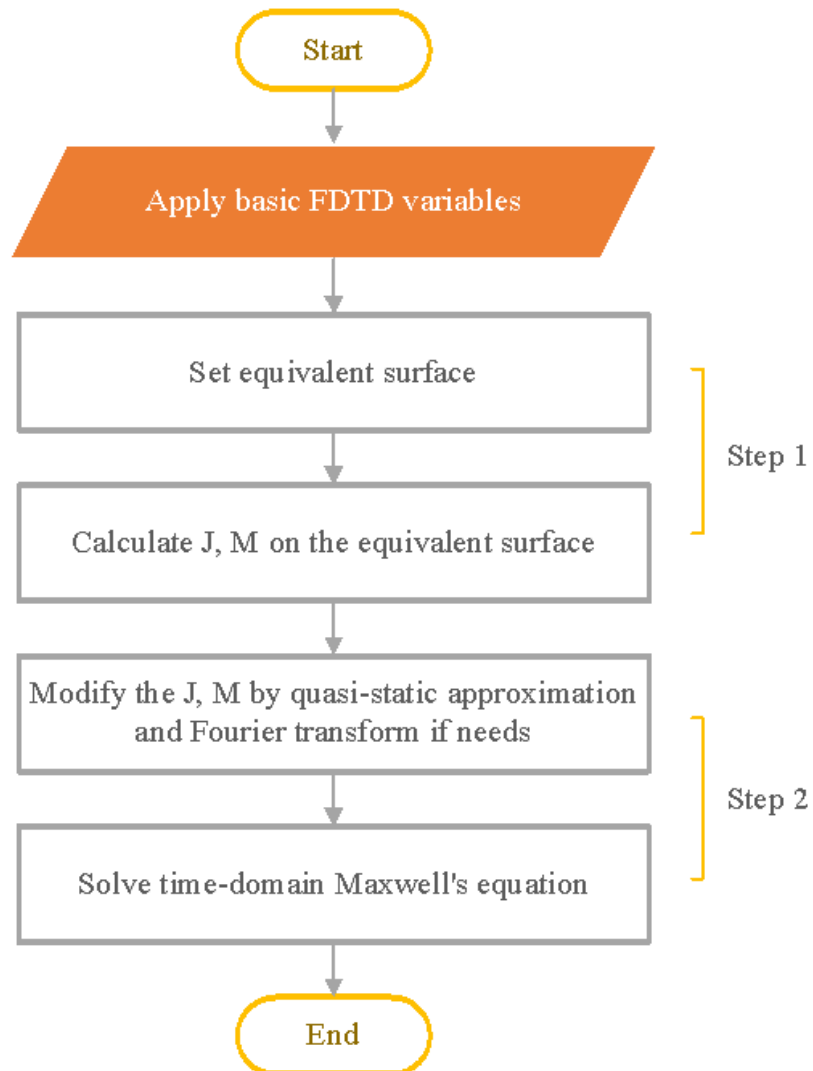


그림 3.16. 제안한 혼합 기법의 흐름도
Fig. 3.16. Flowchart of proposed hybrid technique

제 4 장 해석 및 결과

본 장에서는 제안한 방법을 이용하여 몇 가지 모델에 대해 검증하였다. 우선 이론 해가 존재하는 모델을 통해 제안한 방법의 타당성을 알아 보았고 결과분석을 통해 제안한 방법의 정확도 및 제안한 방법이 기존 방법과 비교하여 갖는 장점 등에 관해 기술했다.

그리고 간단한 안테나를 이용하여 유전체 구의 해석을 상용 소프트웨어의 결과와 비교하여 제안한 방법이 이론적인 소스뿐 아니라 실제의 전자기 문제도 잘 해석할 수 있음을 보였다.

마지막으로 무선 충전 시스템과 인체 두부 모델을 해석하고 결과를 분석했고, 이를 일반적으로 사용되는 FDTD 기법의 해석과 비교함으로써 제안한 방법이 실제 문제를 해석할 때 갖는 장점에 관해 기술했다. 그리고 인체 전신 모델을 해석하여 무선 충전 시스템의 인체 영향에 대해 평가를 하였다.

4.1 구형 모델과 이론 해를 이용한 검증

본 연구에서 구형 모델을 이용하여 제안한 방법을 검증하는 이유는 널리 알려진 이론 해가 있기 때문이다. 일반적으로 실제의 문제들은 복잡한 형상으로 구성되어 있기에 대부분 이론 해를 구할 수 없다. 따라서 보통 수치해석법을 검증하기 위해 구, 타원과 같은 이론 해가 존재하는 모델과 결과를 비교한다.

제안한 방법이 전계와 자계를 모두 고려할 수 있음을 보이기 위해 검증은 전기 다이폴과 자기 다이폴 소스원을 이용하였다. 우선, 등가 표면이 소스원을 제대로 모사하고 있는지의 확인을 위해 등가 표면 밖에 산란체를 두지 않은 상태로 이론 해와 전계 값을 비교했다. 그 후, 유전체구가 존재할 때 구 내부에 소스원으로부터 유도되는 전기장의 결과를 이론 해와 비교하였다.

4.1.1 미소 전기 다이폴

제안한 방법의 표면 등가 원리는 소스원을 제외한 나머지 부분은 자유 공간으로 놓고 등가 표면에서의 경계 문제를 계산함으로 표면 위에서의 등가 전류를 구한다. 따라서 첫 번째 검증은 제안한 방법이 전기 다이폴 소스원을 잘 모사하고 있는지에 대한 것이다.

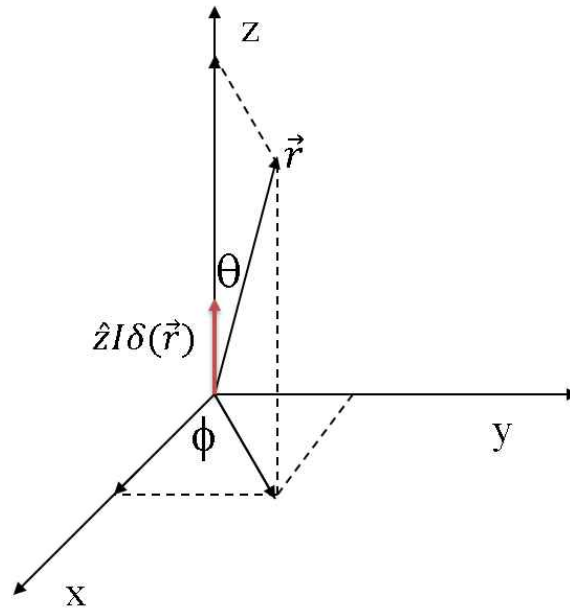


그림 4.1. 미소 전기 다이폴
Fig. 4.1. Hertzian electric dipole

그림 4.1에서처럼 x-y 평면에 있는 미소 전기 다이폴이 다음과 같은 전류 밀도를 갖는다고 가정하면

$$\vec{J}(\vec{r}) = \hat{z}I\delta(\vec{r}) \quad (4.1)$$

미소 전기 다이폴로부터 발생하는 전계는 다음과 같이 표현된다[61].

$$E(\vec{r}) = -i\omega\mu\mathcal{L} \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \left\{ \hat{r} \left[\frac{i}{kr} + \left(\frac{i}{kr} \right)^2 \right] 2\cos\theta \right. \\ \left. + \hat{\theta} \left[1 + \frac{i}{kr} + \left(\frac{i}{kr} \right)^2 \right] \sin\theta \right\}. \quad (4.2)$$

여기서 ω 는 각 주파수, μ 는 투자율, k 는 파수이다.

따라서 Faraday 법칙에 의해 자계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{H} = \frac{1}{i\omega\mu} \nabla \times \vec{E} \\ = -\hat{\phi} ik\mathcal{L} \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \left[1 + \frac{i}{kr} \right] \sin\theta \quad (4.3)$$

검증을 위해 식 (4.2), (4.3)를 등가 표면에서 계산하고 등가 전류를 얻어 제안한 방법을 이용하여 문제를 해석하였다. 그리고 y축의 전계 값을 식 (4.2)과 제안한 방법으로 계산하여 얻은 결과를 비교하였다. 분석에 사용된 변수들은 아래 표 4.1과 같다.

표 4.1. 미소 전기 다이폴: 외부 전기장 해석 변수 정보

Table 4.1. Hertzian electric dipole:

Parameter information of external electric field simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$60 \times 60 \times 60$
등가 표면의 격자 수	$8 \times 8 \times 8$
등가 표면 중심의 위치	30, 16, 30
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100 Δ

600번의 반복계산 후 일정한 간격의 두 점($t=500, 600$)에서의 결과를 바탕으로 그림과 같은 결과를 얻었다. 외부 전기장의 결과 비교를 통해

제안한 방법으로 전기 다이폴 소스원을 잘 모사하고 있음을 나타낸다.

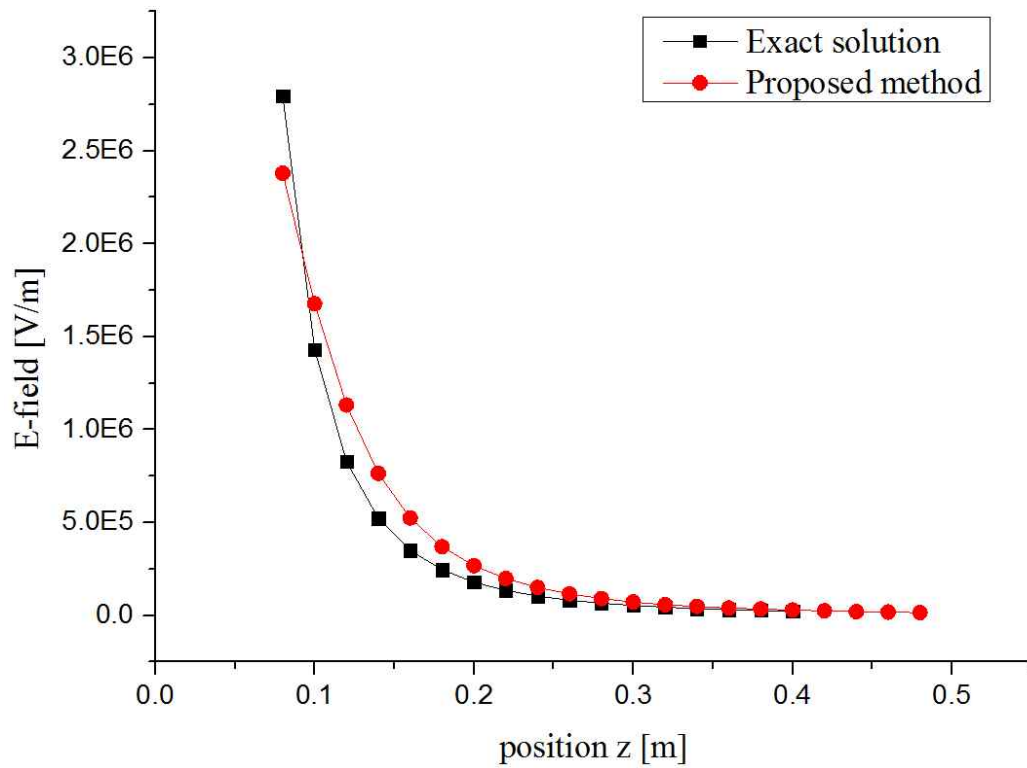


그림 4.2. 전기 다이폴에 의해 발생한 외부 전기장 비교 결과
Fig. 4.2. Comparison result of external electric field generated by electric dipole

두 번째 검증은 구 내부에 유도되는 전계 값에 대한 비교이다. 유전체 구 내부에 유도되는 전자계 값은 전류 분포를 알고 있다는 가정에 따라 경계치문제(boundary value problem)를 계산함으로써 구할 수 있다. 다이아딕 그린 함수(dyadic Green's function)는 이러한 문제를 계산하는 방법이다[62].

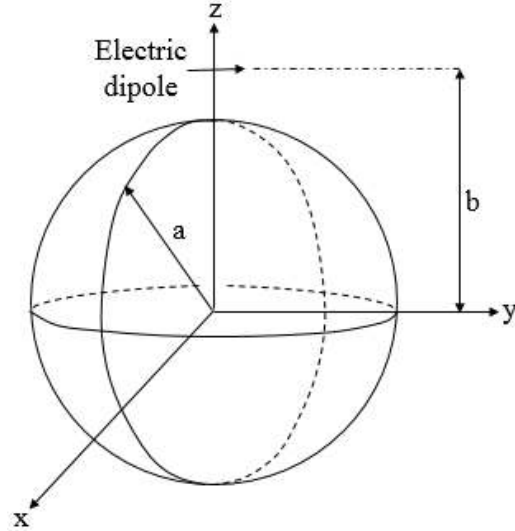


그림 4.3. 전기 다이폴과 유전체 구

Fig. 4.3. Electric dipole and dielectric sphere

그림 4.3은 반지름 a 를 갖는 유전체 구와 구의 중심으로부터 거리가 b 만큼 떨어진 전기 다이폴을 나타낸다.

전기 다이폴로부터 구 내부에 유도되는 전계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{E}(\vec{R}) = i\omega\mu_2 \iiint \overline{G_3^{(21)}}(\vec{R}|\vec{R}') \cdot \vec{J}(\vec{R}') dV' \quad (4.4)$$

여기서 $\overline{\overline{G_3^{(21)}}}(\vec{R}|\vec{R})$ 은 제3종 다이아덕 그린 함수이다. 다음과 같은 전류 밀도를 갖고

$$\vec{J}(\vec{R}) = C_e \frac{\delta(\vec{R}' - b)\delta(\theta')\delta(\phi')}{b^2 \sin\theta'} \hat{x} \quad (4.5)$$

$R'=b$, $\theta=0$, $\phi=0$ 에 위치한 전기 다이폴로부터 구에 유도되는 전계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{E}_e(\vec{R}') = -\frac{\omega k_1 \mu C_e}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} \left\{ c_n^{(1)} h_n(\rho_3) \overline{\overline{M_{o1n}}}(k_2) + d_n^{(1)} \frac{[\rho_3 h_n(\rho_3)]'}{\rho_3} \overline{\overline{N_{e1n}}}(k_2) \right\} \quad (4.6)$$

여기서 h_n 은 구면 한켈함수(spherical hankel function)이고, $\overline{\overline{M}}$ 과 $\overline{\overline{N}}$ 은 동차 벡터 파동 방정식(homogeneous vector wave equation)의 해이다. 또한, k_1 과 k_2 는 각각 구 외부와 내부의 전파 상수이고 $\rho_3 = k_1 b$ 이다. 그리고 계수 $c_n^{(1)}$ 과 $d_n^{(1)}$ 은 다음과 같이 나타낸다.

$$c_n^{(1)} = \frac{[\rho_1 h_n(\rho_1)]' j_n(\rho_1) - [\rho_1 j_n(\rho_1)]' h_n(\rho_1)}{[\rho_1 h_n(\rho_1)]' j_n(\rho_2) - [\rho_2 j_n(\rho_2)]' h_n(\rho_1)} \quad (4.7)$$

$$d_n^{(1)} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} [\rho_1 h_n^{(1)}(\rho_1)]' j_n(\rho_1) - \sqrt{\epsilon_r} [\rho_1 j_n(\rho_1)]' h_n(\rho_1)}{\epsilon_r [\rho_1 h_n(\rho_1)]' j_n(\rho_2) - [\rho_2 j_n(\rho_2)]' h_n(\rho_1)} \quad (4.8)$$

검증을 위해 위와 마찬가지로 식 (4.2)과 (4.3)를 등가 표면에서 계산하고 등가 전류를 얻은 후, 유전체 구를 배치하여 제안한 방법을 이용해 문제를 해석하였다. 그리고 z축의 구 내부로 유도된 전계 값을 식 (4.6)을 통해 계산하여 결과를 비교하였다. 분석에 사용된 변수들은 아래 표 4.2와 같다.

표 4.2. 미소 전기 다이폴: 구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보

Table 4.2. Hertzian electric dipole:

Parameter information of induced electric field of sphere simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$70 \times 70 \times 70$
등가 표면의 격자 수	$8 \times 8 \times 8$
등가 표면 중심의 위치	35, 15, 35
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100Δ
구의 매질 정보	$\sigma=0.3$ S/m, $\epsilon_r=30$, $r=100$ mm
구 중심의 위치	35, 50, 35

구 내부의 유도 전계 값을 확인하기 위해 600번의 반복계산을 수행하였다. 본 연구에서 사용한 FDTD 기법은 기본적인 격자로 모델링을 하였기에 경계면에서 계단 근사 오류(staircase error)가 발생한다. 그림 4.4에서 보이는 이론 해의 중앙에서의 불연속점은 특이점처리를 바로 옆의 값으로 대체했기 때문에 발생했다. 결과를 통해 제안한 방법의 해가 이론과 거의 일치한다는 것을 알 수 있다.

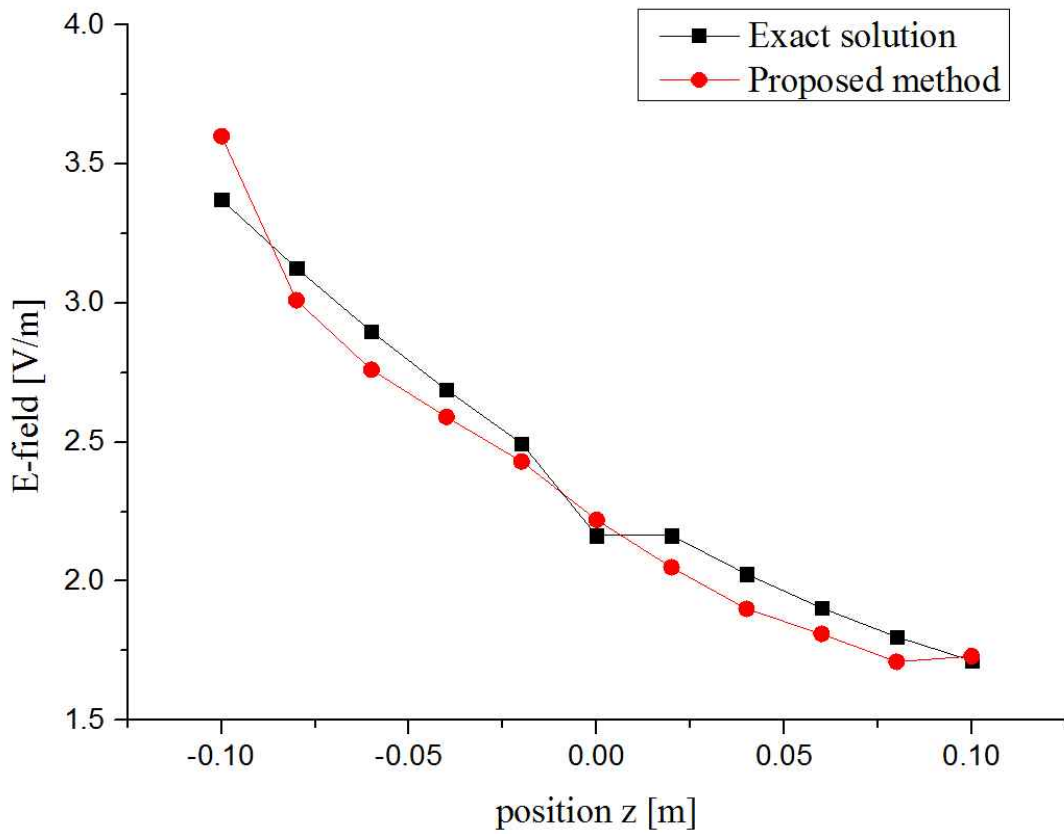


그림 4.4. 전기 다이폴로부터 구 내부에 유기되는 전기장
비교 결과

Fig. 4.4. Comparison result of induced electric field in the sphere from
electric dipole

입사 전기장 문제를 제안한 방법으로 다른 주파수에서도 적용할 수 있음을 보이기 위해 주로 사용하게 될 중간 주파수 대역들에 대해서 검증하였다. 해석 주파수는 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz이다.

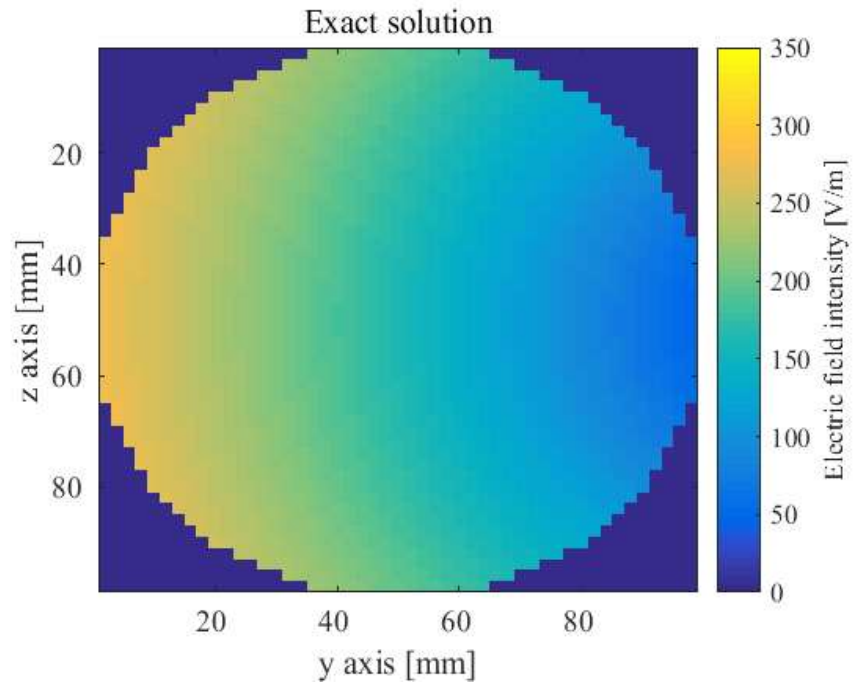
분석에 사용된 변수들은 아래 표 4.3과 같다.

표 4.3. 미소 전기 다이폴: 중간 주파수에서 구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보

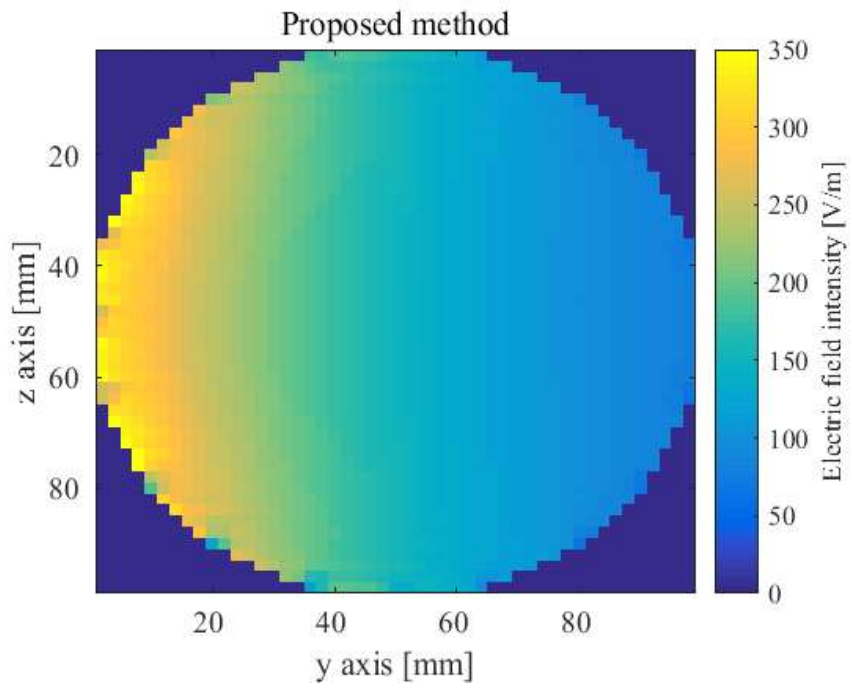
Table 4.3. Hertzian electric dipole:

Parameter information of induced electric field of sphere simulation of middle frequency

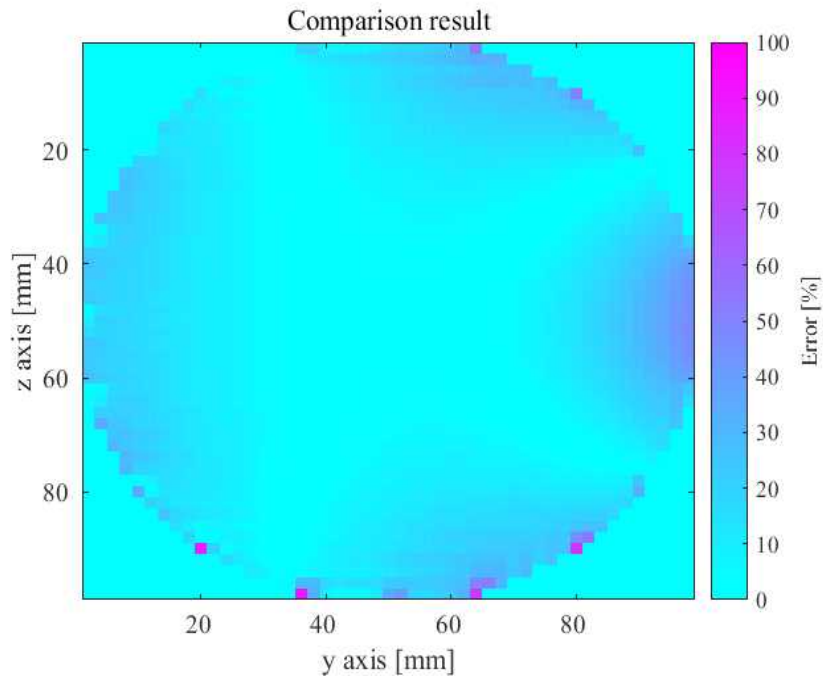
FDTD의 총 격자 수	$150 \times 150 \times 150$
등가 표면의 격자 수	$20 \times 20 \times 20$
등가 표면 중심의 위치	75, 20, 75
격자의 크기 (mm), τ	2, $100\Delta t$
구의 매질 정보	$\sigma=0.3 \text{ S/m}$, $\epsilon_r=30$, $r=50 \text{ mm}$
구 중심의 위치	75, 105, 75



(a)



(b)



(c)

그림 4.5. 미소 전기 다이폴: $x=0$ 단면의 100 kHz에서 구 내부의 유도 전기장

(a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과

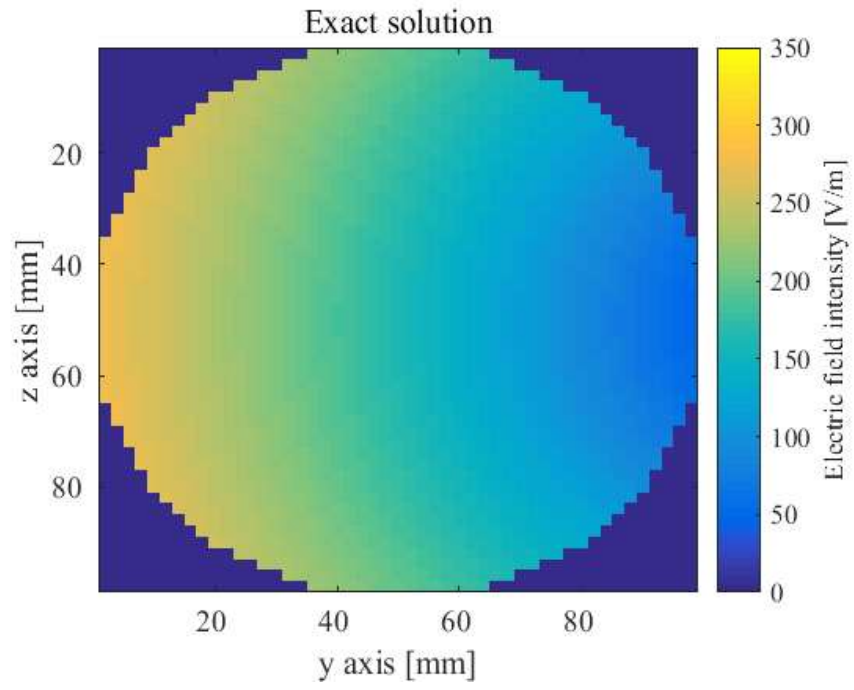
Fig. 4.5. Hertzian electric dipole: Induced electric field cross-sections at 100 kHz in the plane $x=0$

(a) Exact solution, (b) Proposed method, and (c) Comparison result

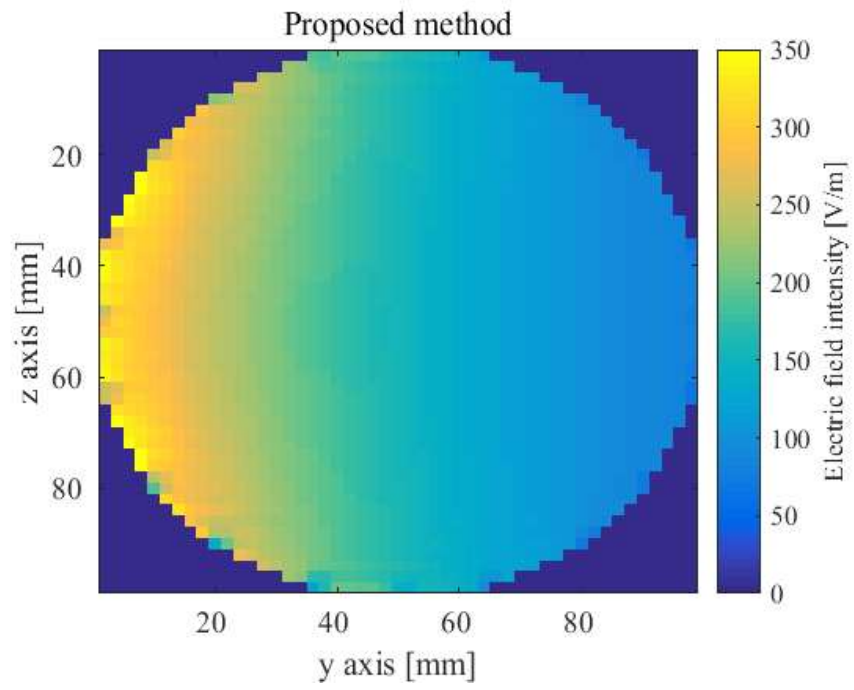
표 4.4. 미소 전기 다이폴: 100 kHz의 해석 결과

Table 4.4. Hertzian electric dipole: Simulation result of 100 kHz

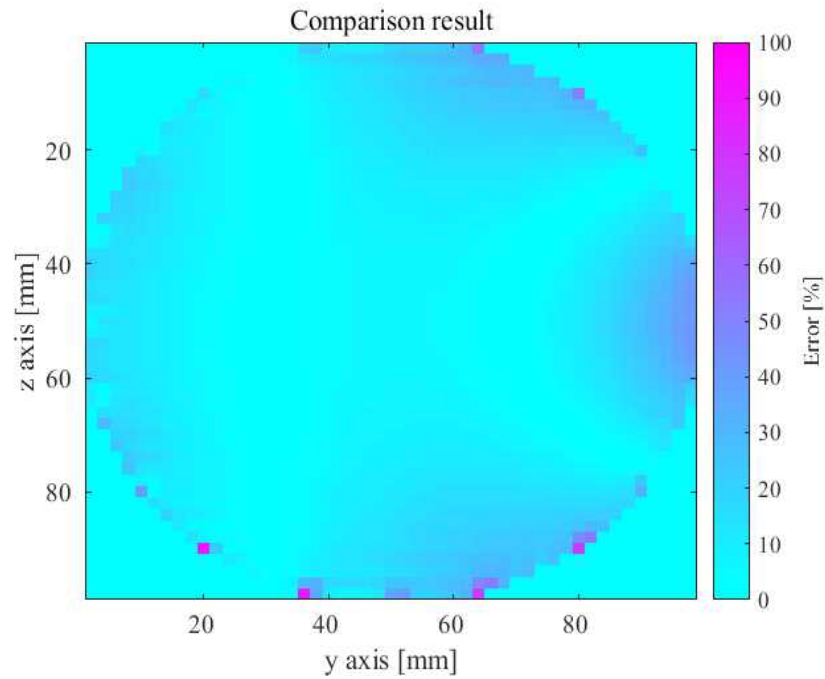
	Electric field		
	Plane $x=0$	Plane $y=0$	Plane $z=0$
Error (%)	8.43	8.64	7.28



(a)



(b)



(c)

그림 4.6. 미소 전기 다이폴: $x=0$ 단면의 1 MHz에서 구 내부의 유도 전기장

(a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과

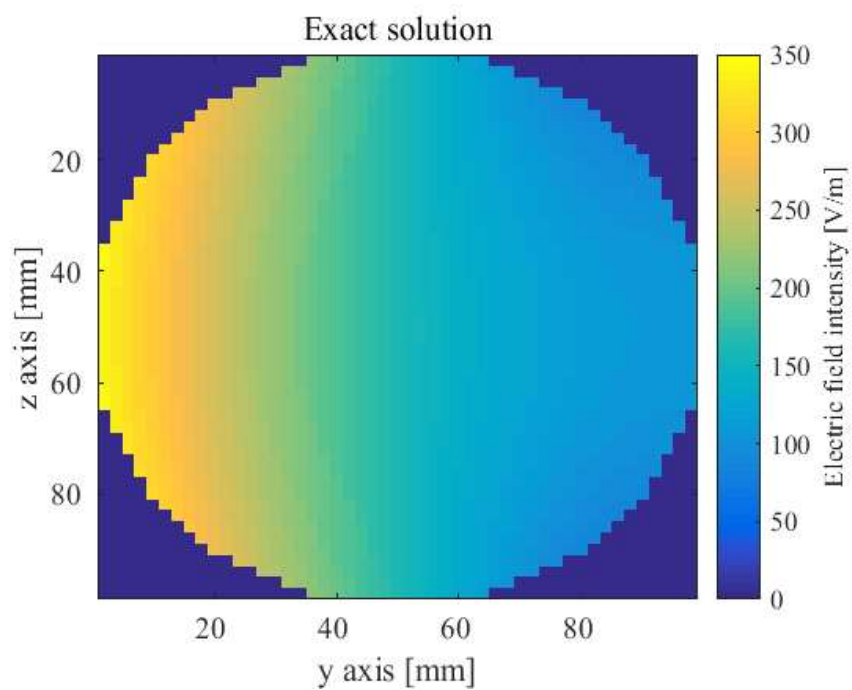
Fig. 4.6. Hertzian electric dipole: Induced electric field cross-sections at 1 MHz in the plane $x=0$

(a) Exact solution, (b) Proposed method, and (c) Comparison result

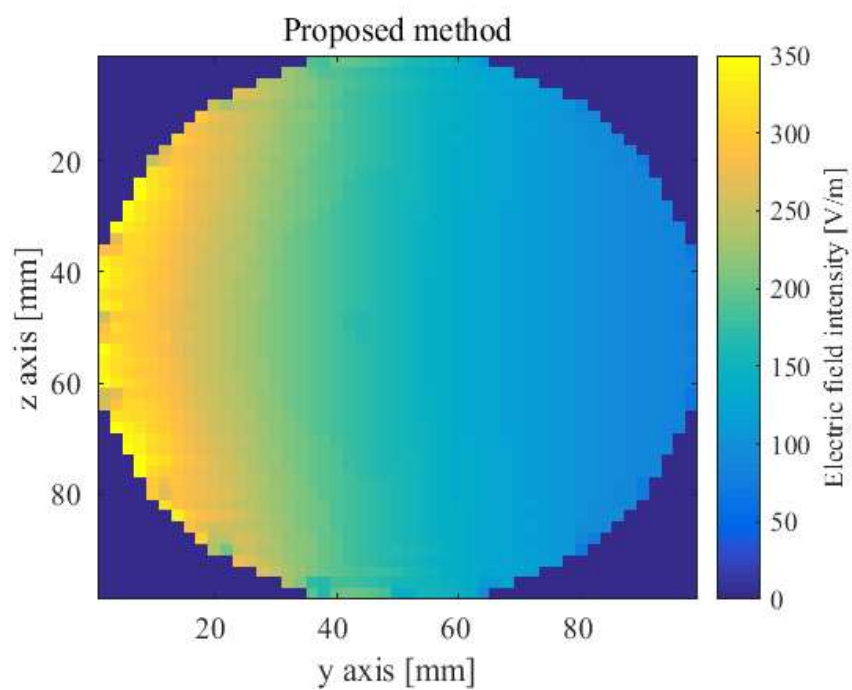
표 4.5. 미소 전기 다이폴: 1 MHz의 해석 결과

Table 4.5. Hertzian electric dipole: Simulation result of 1 MHz

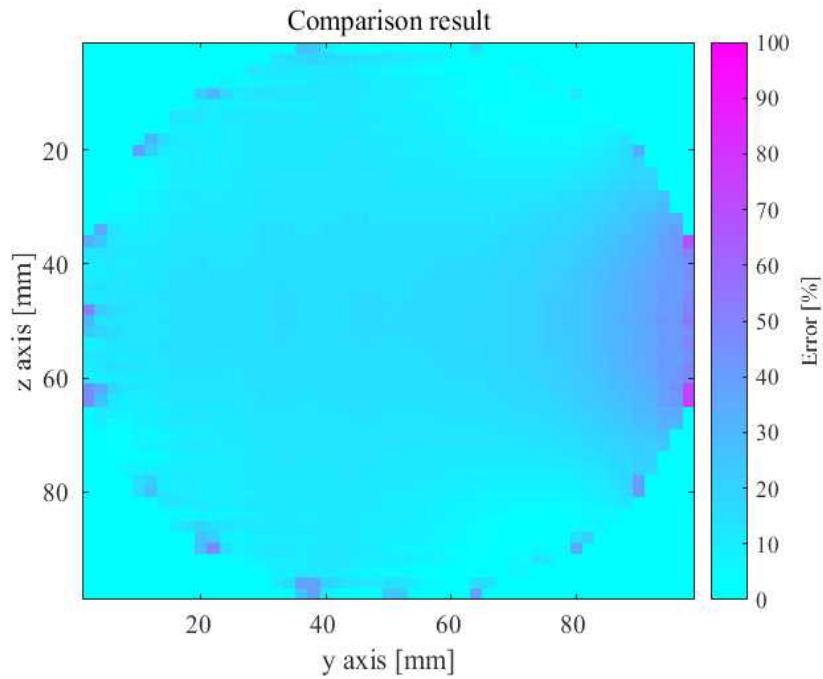
	Electric field		
	Plane $x=0$	Plane $y=0$	Plane $z=0$
Error (%)	8.59	8.92	7.57



(a)



(b)



(c)

그림 4.7. 미소 전기 다이폴: $x=0$ 단면의 10 MHz에서 구 내부의 유도 전기장

(a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과

Fig. 4.7. Hertzian electric dipole: Induced electric field cross-sections at 10 MHz in the plane $x=0$

(a) Exact solution, (b) Proposed method, and (c) Comparison result

표 4.6. 미소 전기 다이폴: 10 MHz의 해석 결과

Table 4.6. Hertzian electric dipole: Simulation result of 10 MHz

	Electric field		
	Plane $x=0$	Plane $y=0$	Plane $z=0$
Error (%)	11.70	11.68	11.43

4.1.2 미소 자기 다이폴

첫 번째 검증은 전기 다이폴 검증과 마찬가지로 제안한 방법이 자기 다이폴 소스원을 잘 모사하고 있는지에 대한 것이다.

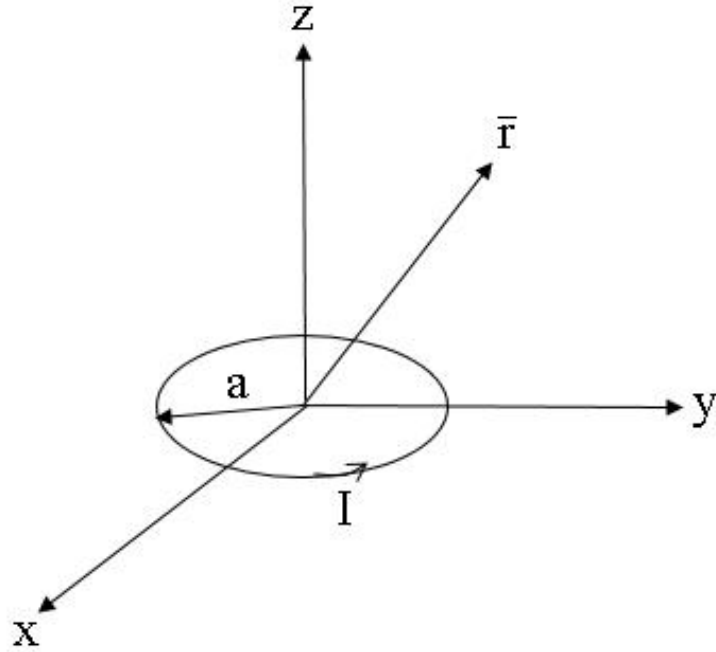


그림 4.8. 미소 루프 안테나

Fig. 4.8. Small loop antenna

그림 4.8에서처럼 x-y 평면에 위치한 반지름 a인 작은 루프 안테나가 다음과 같은 전류 밀도를 갖는다고 가정하면

$$\vec{J}(\vec{r}) = \hat{\phi} I \delta(\rho' - a) \delta(z') \quad (4.9)$$

미소 루프 안테나로부터 발생하는 전계는 다음과 같이 표현된다[61].

$$\vec{E}(\vec{r}) = i\omega\mu \left[\vec{I} + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla \right] \cdot \int_0^{2\pi} d\phi' \int_0^a d\rho' \int_{-\infty}^{\infty} \rho' dz' \frac{\vec{J}(\vec{r}) e^{ik|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|}. \quad (4.10)$$

식 (4.10)을 직교좌표계로 변경하면 다음과 같다.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \hat{\phi} \omega \mu k I \pi a^2 \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \left[1 + \frac{i}{kr} \right] \sin\theta \quad (4.11)$$

따라서 Faraday 법칙에 의해 자계는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \vec{H}(\vec{r}) &= \frac{1}{i\omega\mu} \nabla \times \vec{E}(\vec{r}) \\ &= -k^2 I \pi a^2 \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \left\{ \hat{r} \left[\frac{i}{kr} + \left(\frac{i}{kr} \right)^2 \right] 2\cos\theta \right. \\ &\quad \left. + \hat{\theta} \left[1 + \frac{i}{kr} + \left(\frac{i}{kr} \right)^2 \right] \sin\theta \right\}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

검증을 위해 식 (4.11)과 (4.12)를 등가 표면에서 계산하여 등가 전류를 얻어 제안한 방법을 이용하여 문제를 해석하였다. 그리고 y축의 전계 값을 식 (4.11)과 제안한 방법을 통해 계산하여 결과를 비교하였다. 분석에 사용된 변수들은 아래 표 4.7과 같다.

표 4.7. 미소 자기 다이폴: 외부 전기장 해석 변수 정보

Table 4.7. Hertzian magnetic dipole:

Parameter information of external electric field simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$80 \times 80 \times 80$
등가 표면의 격자 수	$16 \times 16 \times 16$
등가 표면 중심의 위치	40, 20, 40
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100Δ

미소 전기 다이폴과 같은 방법으로 일정한 간격의 두 점에서의 결과를 바탕으로 얻은 외부 전기장 값을 이론 해와의 결과 비교를 통해, 제안한 방법이 자기 다이폴 소스원을 잘 모사하고 있음을 알 수 있다.

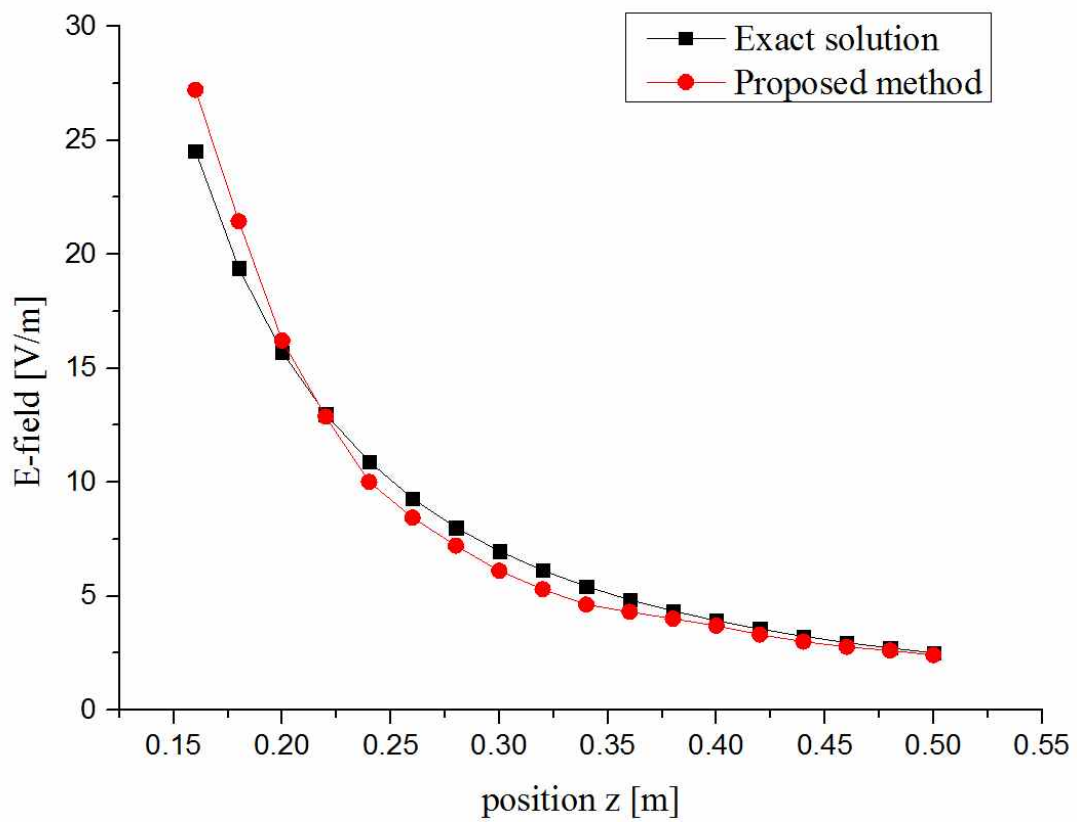


그림 4.9. 미소 루프 안테나에 의해 발생한 외부 전기장 비교 결과
 Fig. 4.9. Comparison result of external electric field generated by small loop antenna

두 번째 검증은 구 내부에 유도되는 전계 값에 대한 비교이다. 문제의 계산을 위해 전기 다이폴과 마찬가지로 다이아덕 그린 함수가 사용되었다.

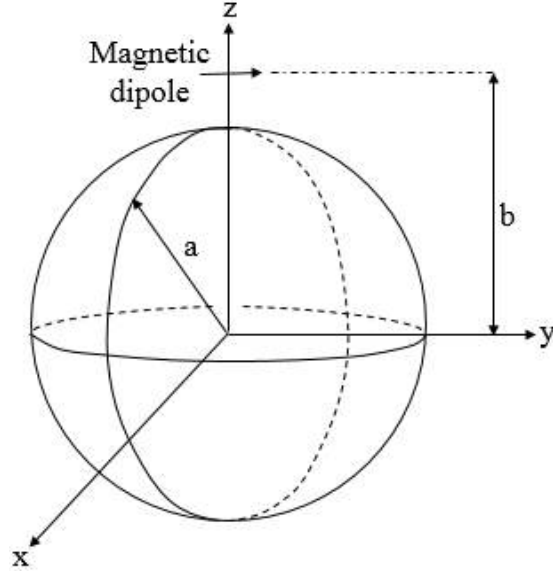


그림 4.10. 자기 다이폴과 유전체 구

Fig. 4.10. Magnetic dipole and dielectric sphere

그림 4.10은 반지름 a 를 갖는 유전체 구와 구의 중심으로부터 거리가 b 만큼 떨어진 자기 다이폴을 나타낸다.

자기 다이폴로부터 구 내부에 유도되는 전계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{E}(\vec{R}) = \iiint \overline{G}_3^{(21)}(\vec{R}|\vec{R}') \cdot \vec{J}(\vec{R}') dV \quad (4.13)$$

다음과 자기 전류 밀도를 갖고

$$\vec{J}_m(\vec{R}') = -C_m \frac{\delta(\vec{R}' - b)\delta(\theta')\delta(\phi')}{b^2 \sin\theta'} \hat{y} \quad (4.14)$$

$R'=b$, $\theta=0$, $\phi=0$ 에 위치한 자기 다이폴로부터 구에 유도되는 전계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{E}_m(\vec{R}') = \frac{i\omega k_1 \mu C_m}{4\pi\eta_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} \begin{Bmatrix} c_n^{(1)} \frac{[\rho_3 h_n(\rho_3)]'}{\rho_3} \overline{M_{o1n}}(k_2) \\ -d_n^{(1)} h_n(\rho_3) \overline{N_{e1n}}(k_2) \end{Bmatrix} \quad (4.15)$$

여기서 $\eta_1 = \sqrt{\mu_1/\epsilon_1}$ 으로 자유 공간의 고유 임피던스이고, 나머지 변수들은 전기 다이폴과 같다.

검증을 위해 식 (4.11)과 (4.12)를 등가 표면에서 계산하여 등가 전류를 얻은 후, 유전체 구를 배치하여 제안한 방법을 이용해 문제를 해석하였다. 그리고 z 축의 구 내부로 유도된 전계 값을 식 (4.15)을 통해 계산하여 이론 해와의 결과를 비교하였다. 분석에 사용된 변수들은 아래 표 4.8과 같다.

표 4.8. 미소 자기 다이폴: 구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보

Table 4.8 Hertzian magnetic dipole:

Parameter information of induced electric field of sphere simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$80 \times 80 \times 80$
등가 표면의 격자 수	$16 \times 16 \times 16$
등가 표면 중심의 위치	40, 20, 40
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100Δ
구의 매질 정보	$\sigma=0.3$ S/m, $\epsilon_r=30$, $r=100$ mm
구 중심의 위치	40, 60, 40

구 내부의 유도 전계 값을 확인하기 위해 600번의 반복계산을 수행하였다. 그림 4.11에서는 전기 다이폴과 마찬가지로 계단 근사 오류와 이론 해의 특이점 문제를 제외하고는 이론 해와 거의 일치함을 알 수 있다.

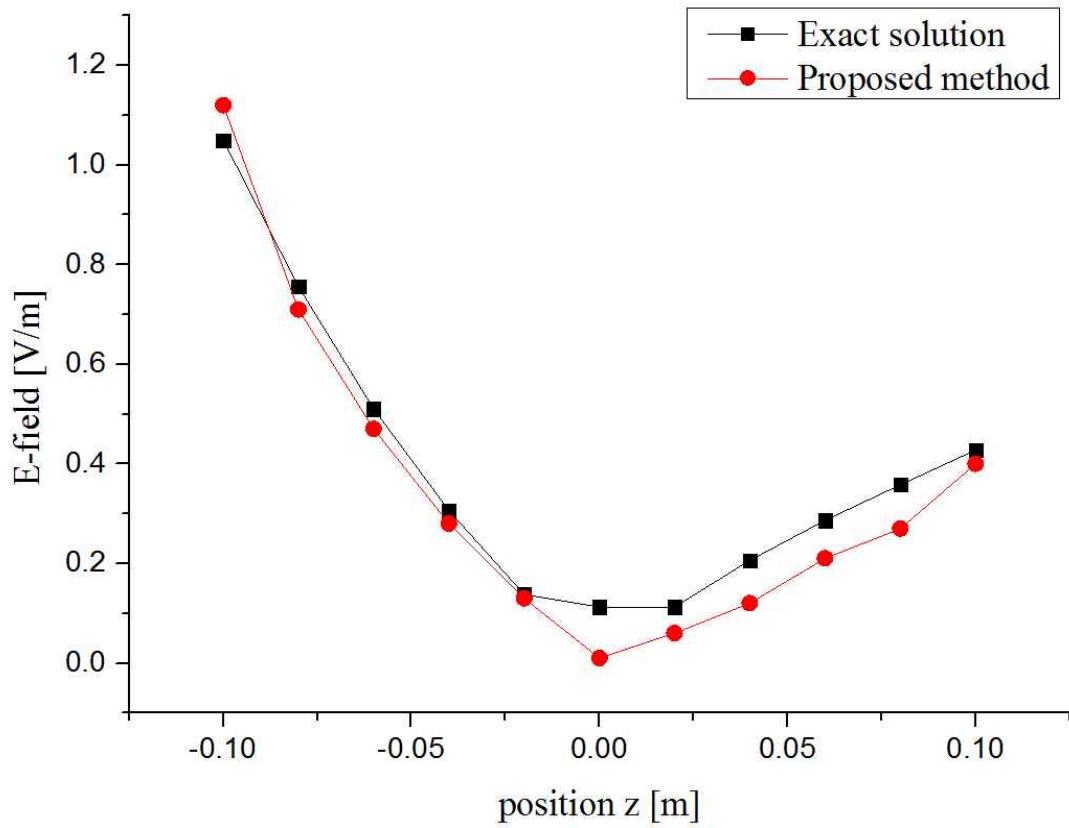


그림 4.11. 자기 다이폴로부터 구 내부에 유기되는 전기장 비교 결과
 Fig. 4.11. Comparison result of induced electric field in the sphere
 from magnetic dipole

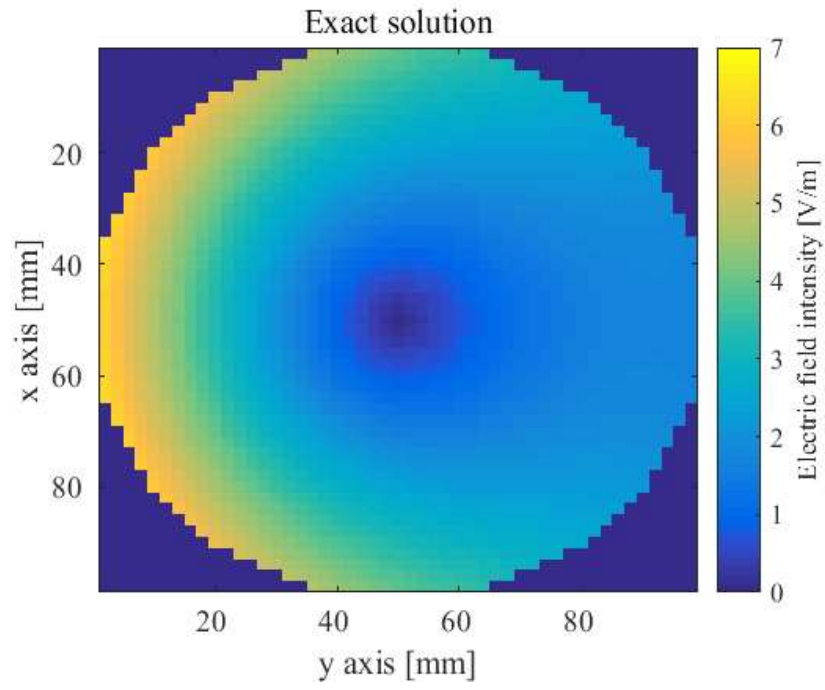
입사 전기장 문제와 마찬가지로 입사 자기장 문제 역시 제안한 방법으로 다른 주파수에서도 적용할 수 있음을 보이기 위해 주로 사용하게 될 중간 주파수 대역들에 대해서 검증을 하였다. 해석 주파수는 입사 전기장 문제와 같이 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz이다.

분석에 사용된 변수들은 아래 표 4.9와 같다.

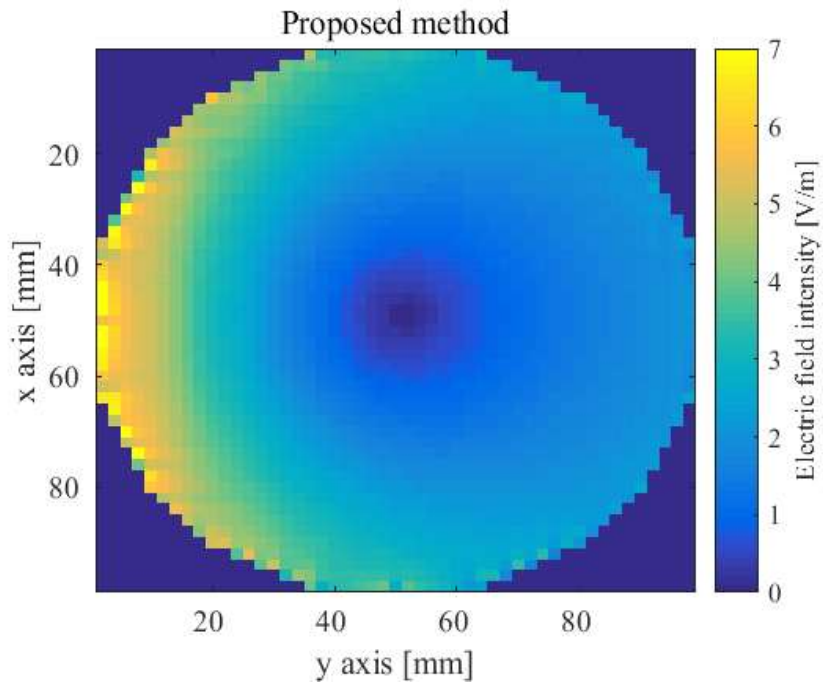
표 4.9. 미소 자기 다이폴: 중간 주파수에서 구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보

Table 4.9. Hertzian magnetic dipole:
Parameter information of induced electric field of sphere simulation
of middle frequency

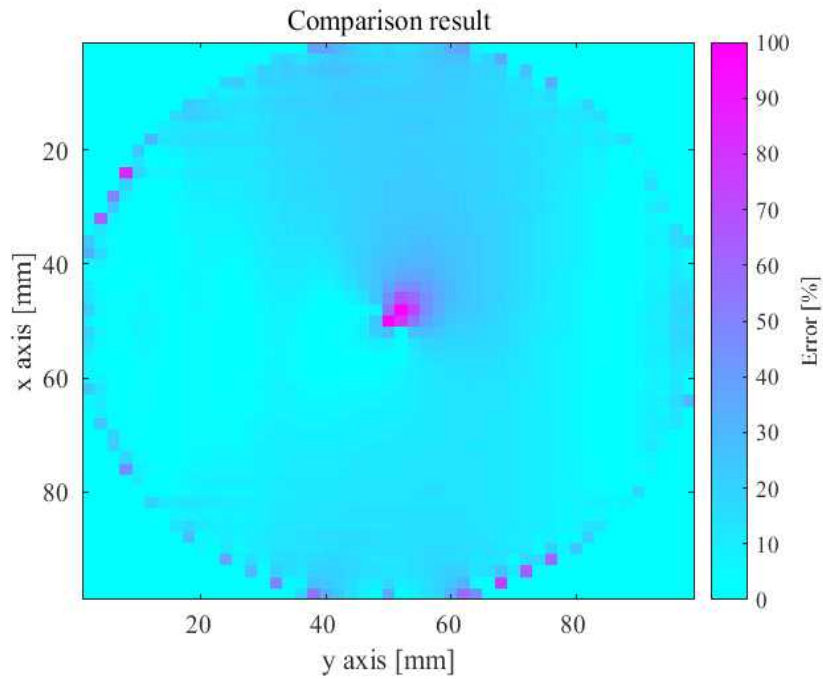
FDTD의 총 격자 수	$150 \times 150 \times 150$
등가 표면의 격자 수	$20 \times 20 \times 20$
등가 표면 중심의 위치	75, 20, 75
격자의 크기 (mm), τ	2, $100\Delta t$
구의 매질 정보	$\sigma=0.3$ S/m, $\epsilon_r=30$, $r=50$ mm
구 중심의 위치	75, 105, 75



(a)



(b)



(c)

그림 4.12. 미소 자기 다이폴: $z=0$ 단면의 100 kHz에서 구 내부의 유도 전기장

(a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과

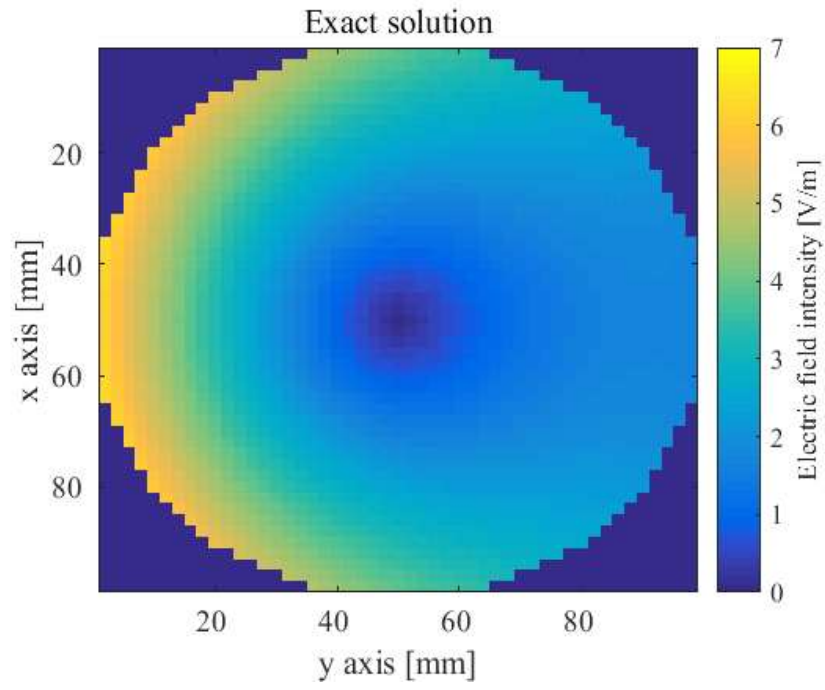
Fig. 4.12. Hertzian magnetic dipole: Induced electric field cross-sections at 100 kHz in the plane $z=0$

(a) Exact solution, (b) Proposed method, and (c) Comparison result

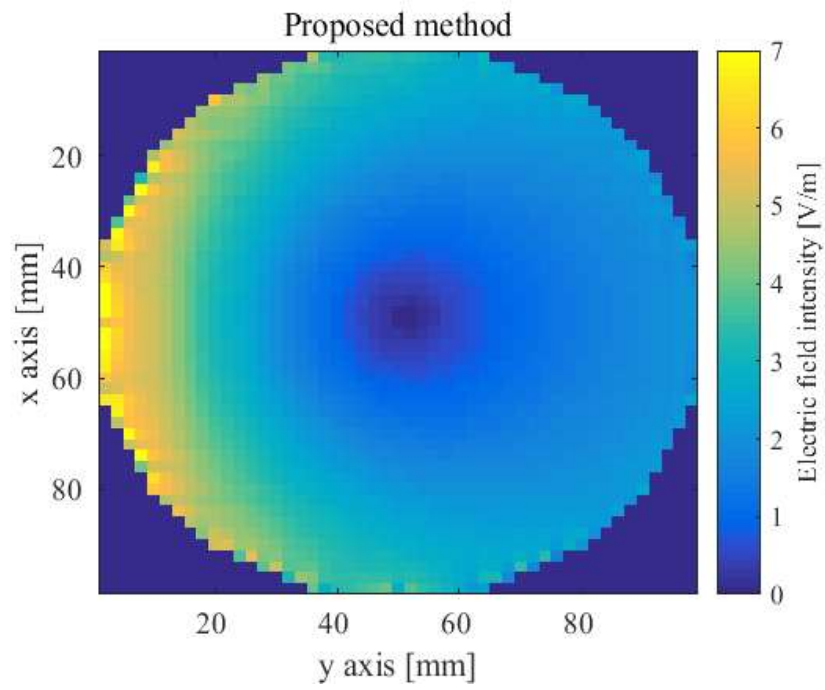
표 4.10. 미소 자기 다이폴: 100 kHz의 해석 결과

Table 4.10. Hertzian magnetic dipole: Simulation result of 100 kHz

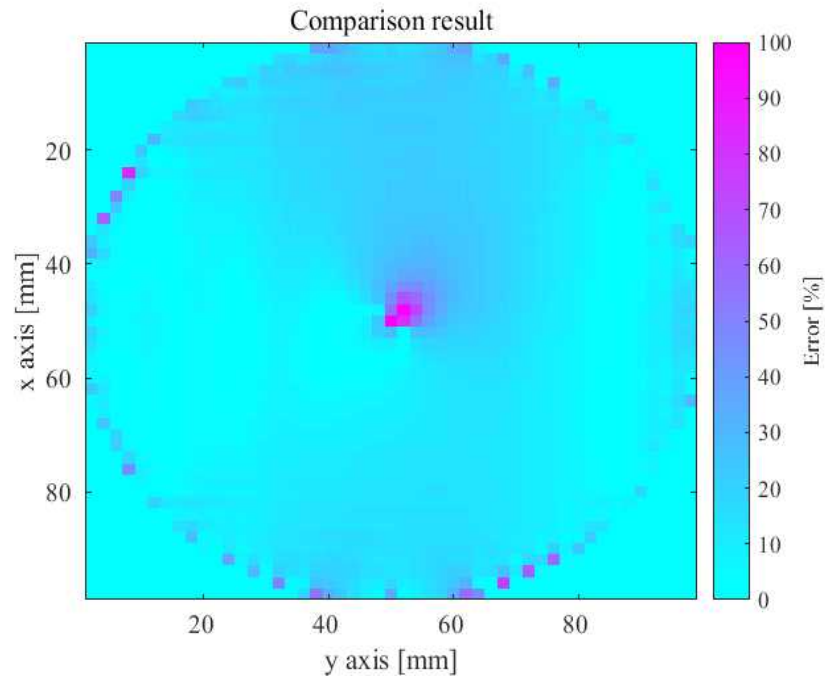
	Electric field		
	Plane $x=0$	Plane $y=0$	Plane $z=0$
Error (%)	10.24	11.56	9.94



(a)



(b)



(c)

그림 4.13. 미소 자기 다이폴: $z=0$ 단면의 1 MHz에서 구 내부의 유도 전기장

(a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과

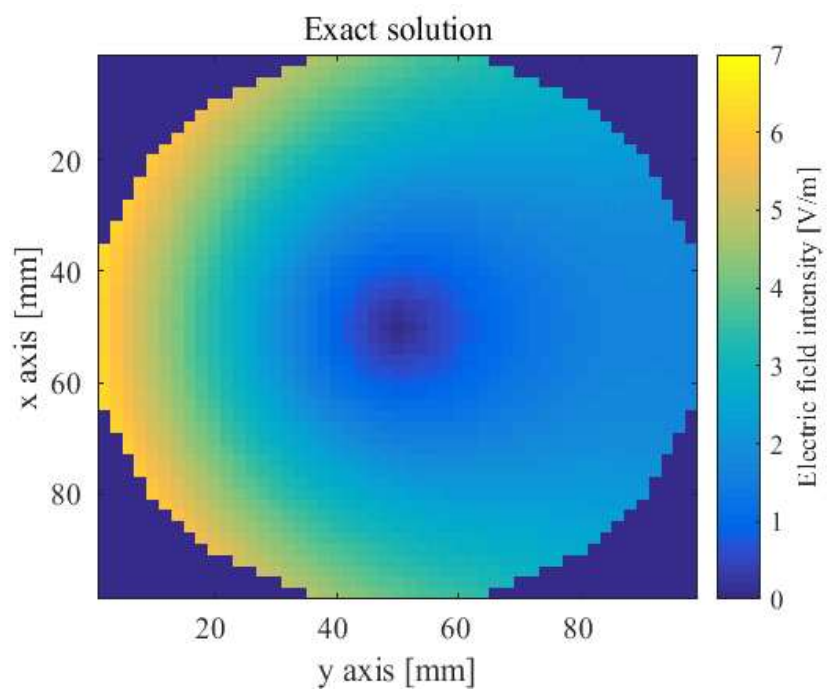
Fig. 4.13. Hertzian magnetic dipole: Induced electric field cross-sections at 1 MHz in the plane $z=0$

(a) Exact solution, (b) Proposed method, and (c) Comparison result

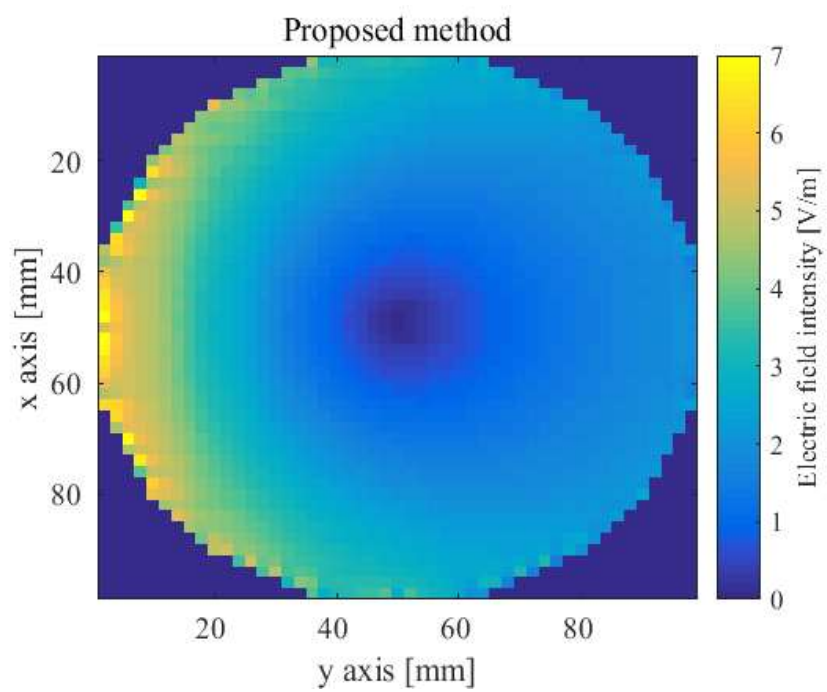
표 4.11. 미소 자기 다이폴: 1 MHz의 해석 결과

Table 4.11. Hertzian magnetic dipole: Simulation result of 1 MHz

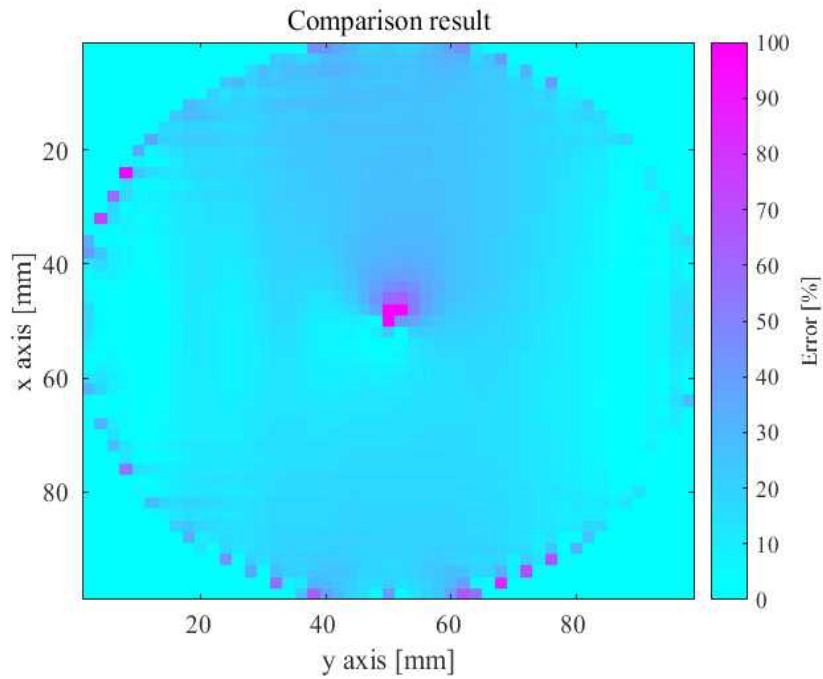
	Electric field		
	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0
Error (%)	10.25	11.56	9.97



(a)



(b)



(c)

그림 4.14. 미소 자기 다이폴: $z=0$ 단면의 10 MHz에서 구 내부의 유도 전기장

(a) 이론 해, (b) 제안한 방법, (c) 비교 결과

Fig. 4.14. Hertzian magnetic dipole: Induced electric field cross-sections at 10 MHz in the plane $z=0$

(a) Exact solution, (b) Proposed method, and (c) Comparison result

표 4.12. 미소 자기 다이폴: 10 MHz의 해석 결과

Table 4.12. Hertzian magnetic dipole: Simulation result of 10 MHz

	Electric field		
	Plane $x=0$	Plane $y=0$	Plane $z=0$
Error (%)	13.09	15.28	13.27

전기 및 자기 다이폴의 해석을 통해 구가 없는 경우의 외부 전자기장과
과와 있을 경우에 구 내부로 유기되는 전기장을 제안한 방법을 통해 계
산하고 이를 이론 해와 검증했다. 제안한 방법은 이론 결과와 매우 잘
일치함을 알 수 있다.

일반적인 FDTD 기법은 한 주기의 해석에 필요한 반복계산의 횟수는
다음과 같다.

$$N = \frac{\sqrt{n} \cdot c_0}{frequency \cdot \Delta x} \quad (4.16)$$

따라서 계산 횟수는 주파수와 격자의 크기와 관련이 있다. 보통 수렴
을 위해 3-4주기 정도 반복 후에 결과값을 얻기에 구 내부의 결과를 얻
은 2개의 해석은 기존의 방법에 비해 약 200배 정도 해석 시간을 단축하
였다. 또한 기존의 방법과 달리 주파수의 변화에 크게 영향을 받지 않기
에 주파수가 내려갈수록 더욱 강력한 성능을 보인다.

또한, 결과의 오차가 중간 주파수에서는 이론값과 10% 내외로 발생하
기에 제안한 방법이 빠르고 정확한 방법임을 알 수 있다.

4.2 구형 모델과 상용 툴을 이용한 검증

본 장에서는 선 구조의 다이폴과 루프 안테나로부터 유전체 구에 유기되는 전계 값을 3차원 시뮬레이션 소프트웨어인 페코(FEKO[63])와 제안한 방법으로 계산한 후 결과를 비교하였다.

다이폴과 루프 안테나를 검증하는 이유는 이론적인 해가 존재하지 않는 구조를 갖는 모델 중 전계 혹은 자계가 우세한 상황에서 제안한 방법이 원활한 해석을 할 수 있음을 보이기 위해서이다. 이론 해가 없는 모델의 해석임으로 두 방법 간의 유사성을 보이기 위해 경향성을 볼 수 있는 단면의 전계분포 결과를 비교했으며, 두 방법 간의 차이에 대해 알아보았다.

4.2.1 다이폴 안테나

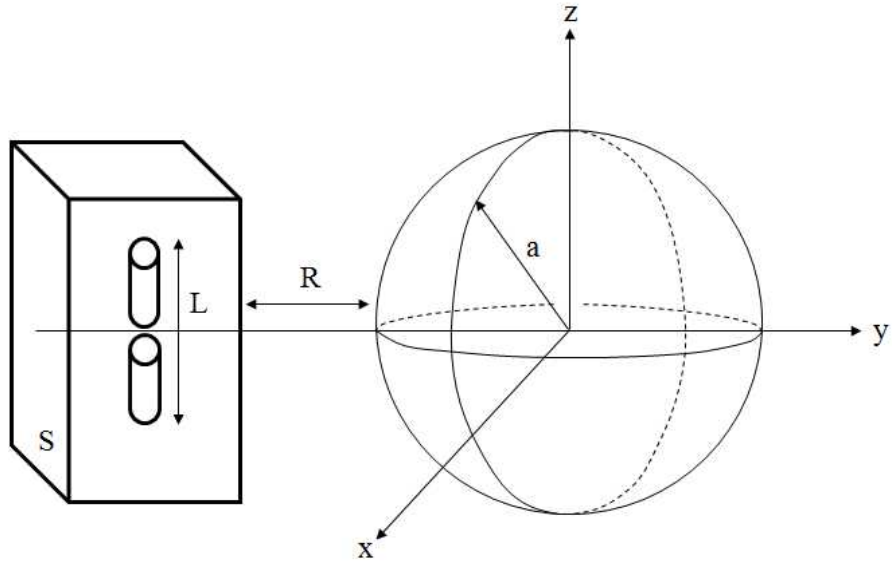


그림 4.15. 다이폴 안테나로부터 유기되는 구 내부 전자기장의 해석을 위한 시스템

Fig. 4.15. System for calculating the interior electromagnetic field of a sphere from dipole antenna radiation

그림 4.15는 다이폴 안테나 해석에 사용된 해석 시스템을 나타낸다. 해석 순서는 다음과 같다. 우선, 자유 공간에 다이폴 안테나를 위치시키고 등가 표면을 선택한 후 폐코를 통해 등가 표면에서의 전류를 구한다. 폐코는 MoM 기반의 수치해석 툴로서 선(wire) 구조 안테나의 해석에 주로 사용된다. 나머지 과정은 전과 같다.

표 4.13은 해석에 사용된 변수 정보를 나타낸다.

표 4.13. 다이폴 안테나: 구에 유기되는 전자기장 해석 변수 정보

Table 4.13. Dipole antenna:

Parameter information of induced electric field of sphere simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$80 \times 80 \times 80$
등가 표면의 격자 수	$12 \times 12 \times 32$
등가 표면 중심의 위치	40, 15, 40
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100Δ
구의 매질 정보	$\sigma=0.3$ S/m, $\epsilon_r=30$, $r=200$ mm
구 중심의 위치	40, 62, 40
다이폴 길이 L	200 mm
표면과 구의 거리 R	620 mm

페코 결과와의 차이는 최대 차이(Maximum difference)와 평균 차이(Average difference)를 계산했다. 두 방법의 경계에서 차이가 크게 발생하기 때문에 두 결과를 모두 기술하였다. 두 비교 방법은 다음과 같이 정의된다.

$$Maximum\ difference = Max \left(\left| \frac{FEKO - proposed\ method}{proposed\ method} \right| \times 100 \right) \quad (4.17)$$

$$Average\ difference = \frac{\sum^n \left| \frac{FEKO - proposed\ method}{proposed\ method} \right| \times 100}{n} \quad (4.18)$$

표 4.14는 단면별로 계산한 전자기장의 최대 차이와 평균 차이이다.

표 4.14. 다이폴 안테나: 최대 차이와 평균 차이 결과 비교

Table 4.14. Dipole antenna: Comparison results based on maximum difference and average difference

	Electric field			Magnetic field		
	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0
Max. diff.(%)	29.42	24.85	20.21	31.16	25.32	20.83
Ave. diff.(%)	10.42	7.08	7.66	11.02	7.15	7.61

그림 4.16은 2차원 유도 전기장 결과 비교이고, 그림 4.17은 2차원 자기장 결과 비교이다. 두 그림은 $z=0$ 단면에서 폐코와 제안한 방법의 결과 분포를 나타낸다.

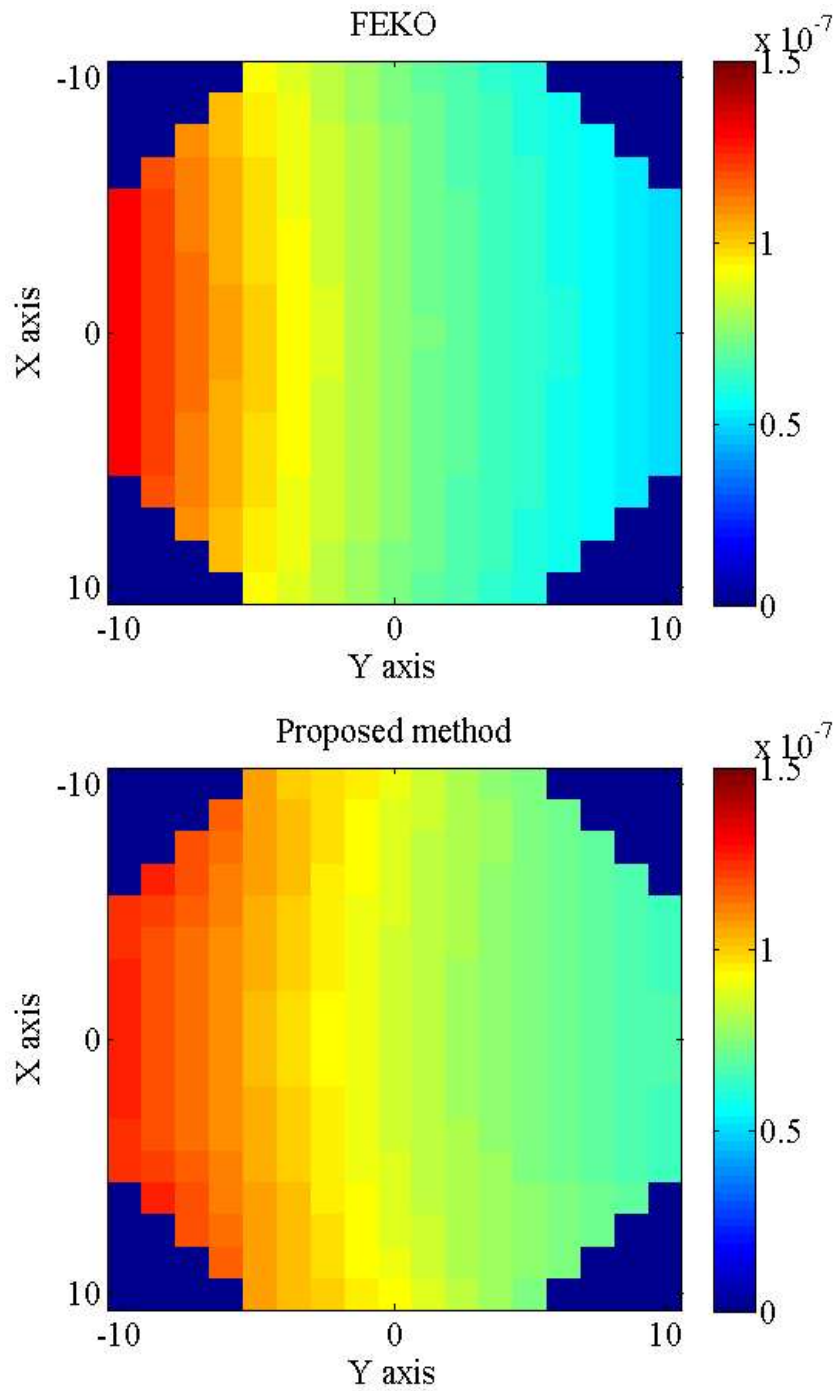


그림 4.16. Dipole: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장
(위: FEKO, 아래: 제안 방법)

Fig. 4.16. Dipole: Induced electric field cross-sections in the plane $z=0$
(top: FEKO, bottom: Proposed method)

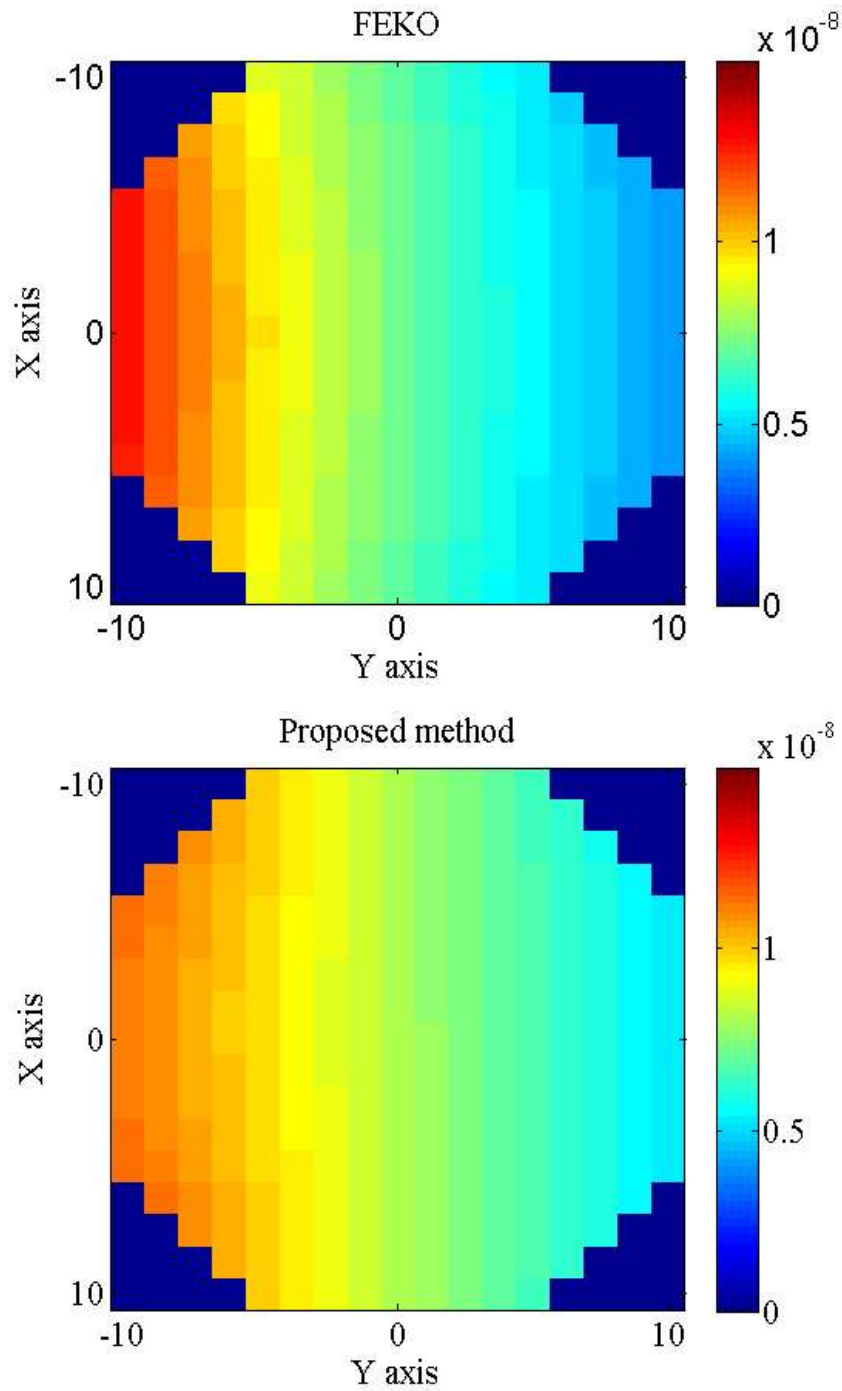


그림 4.17. Dipole: $z=0$ 단면의 구 내부의 자기장
(위: FEKO, 아래: 제안 방법)

Fig. 4.17. Dipole: Magnetic field cross-sections in the plane $z=0$
(top: FEKO, bottom: Proposed method)

4.2.2 루프 안테나

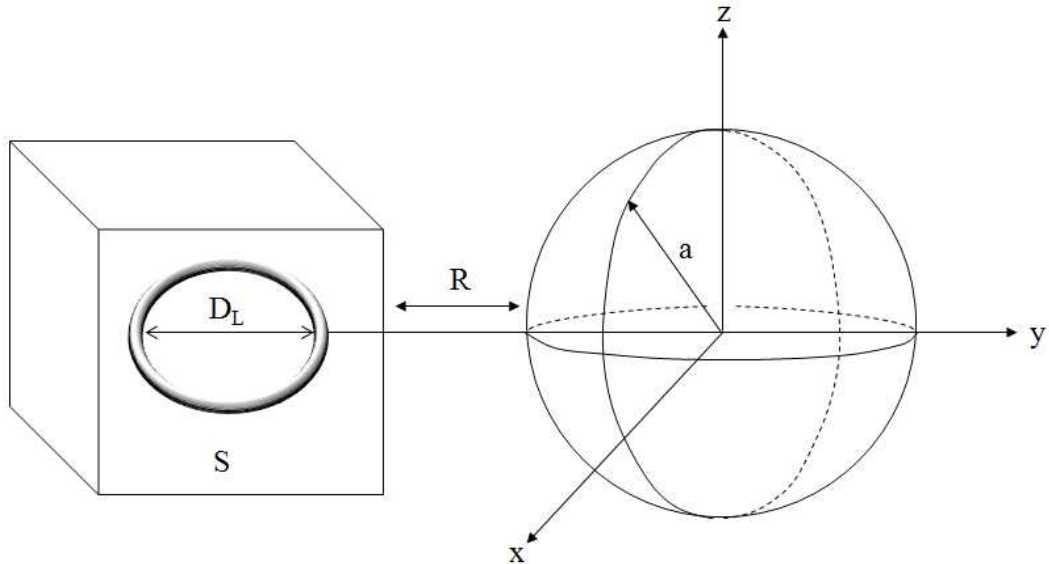


그림 4.18. 루프 안테나로부터 유기되는 구 내부 전자기장의 해석을 위한 시스템

Fig. 4.18. System for calculating the interior electromagnetic field of a sphere from loop antenna radiation

그림 4.18은 루프 안테나 해석에 사용된 해석 시스템을 나타낸다. 해석 순서 및 등가 표면의 전류 계산에 사용한 틀은 다이폴 안테나 해석과 같다. 표 4.15는 변수 정보를 나타내고, 표 4.16은 다이폴 안테나 해석과 같이 두 방법 간의 최대 차이와 평균 차이를 나타낸다.

표 4.15. 루프 안테나: 구에 유기되는 전자기장 해석 변수 정보

Table 4.15. Loop antenna: Parameter information of induced electric field of sphere simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$80 \times 80 \times 80$
등가 표면의 격자 수	$16 \times 16 \times 36$
등가 표면 중심의 위치	40, 18, 40
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100Δ
구의 매질 정보	$\sigma=0.3$ S/m, $\epsilon_r=30$, $r=200$ mm
구 중심의 위치	40, 62, 40
루프 안테나 반지름 D_L	60 mm
표면과 구의 거리 R	520 mm

표 4.16. 루프 안테나: 최대 차이와 평균 차이 결과 비교

Table 4.16. Loop antenna: Comparison results based on maximum difference and average difference

	Electric field			Magnetic field		
	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0
Max. diff.(%)	21.85	22.65	22.29	22.98	23.61	23.55
Ave. diff.(%)	8.65	8.87	8.24	7.81	8.05	7.96

그림 4.19는 2차원 유도 전기장 결과 비교이고, 그림 4.19는 2차원 자기장 결과 비교이다. 두 그림은 $z=0$ 단면에서 페코와 제안한 방법의 결과 분포를 나타낸다.

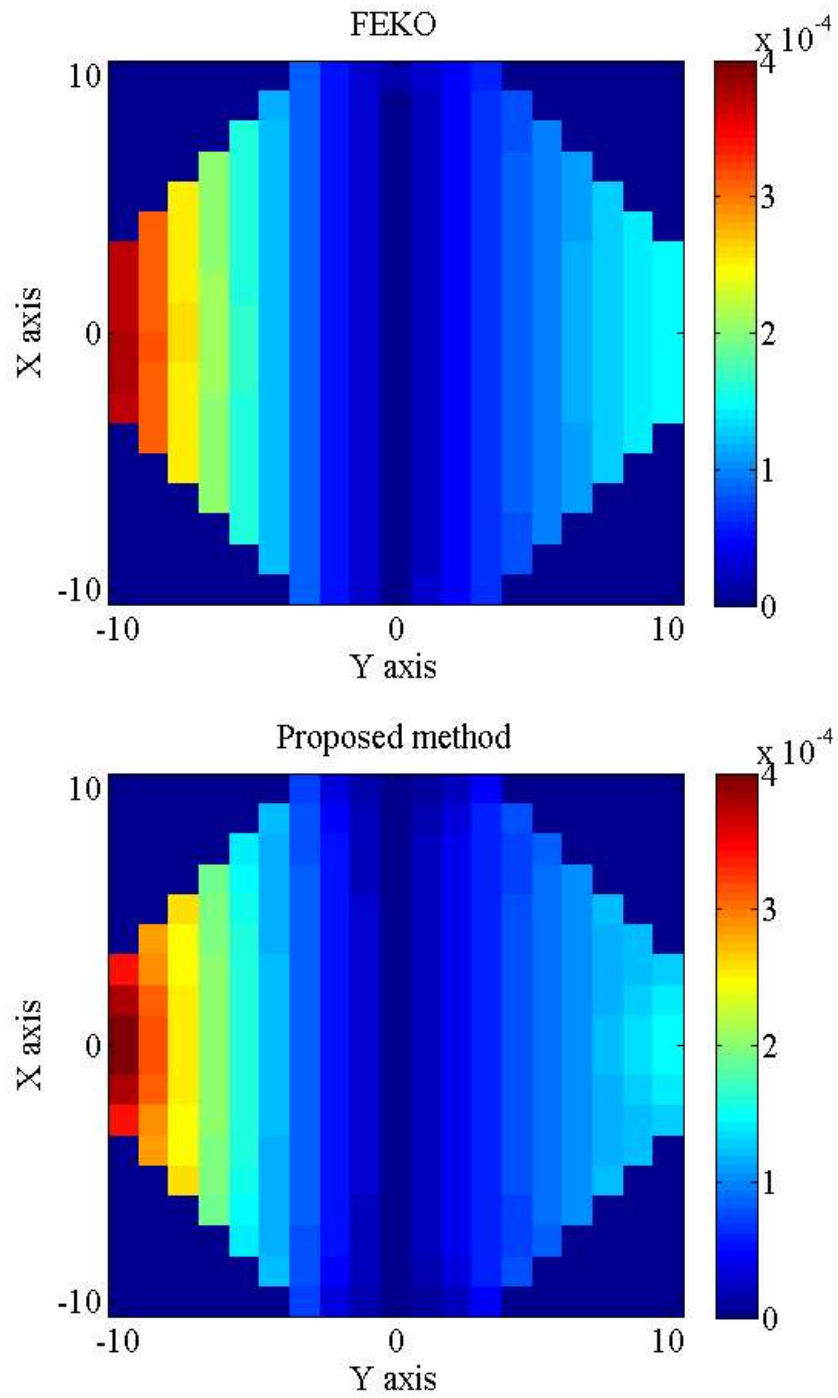


그림 4.19. Loop: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장
(위: FEKO, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.19. Loop: Induced electric field cross-sections in the plane $z=0$
(top: FEKO, bottom: Proposed method)

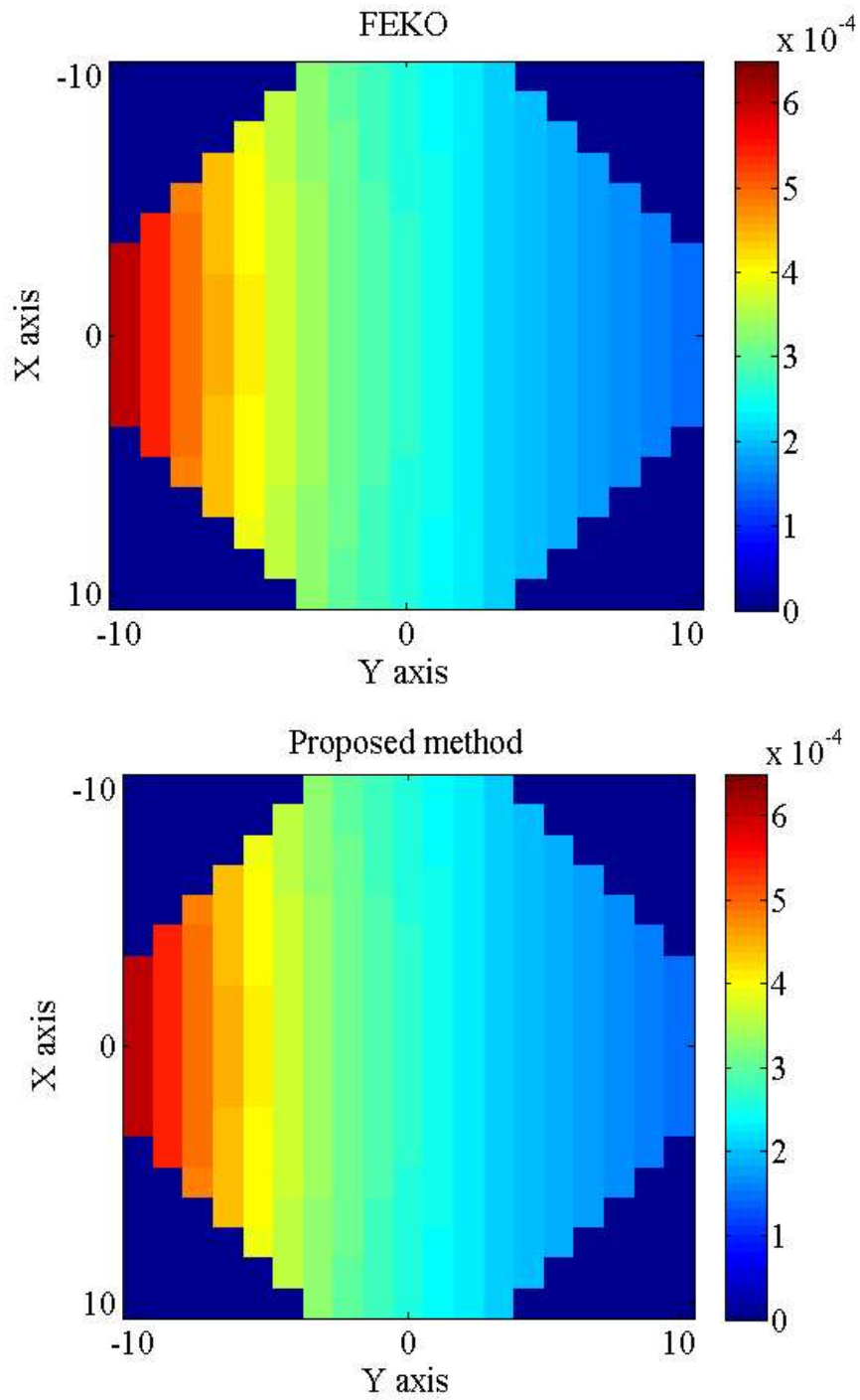


그림 4.20. Loop: $z=0$ 단면의 구 내부의 자기장
(위: FEKO, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.20. Loop: Magnetic field cross-sections in the plane $z=0$
(top: FEKO, bottom: Proposed method)

본 절에서는 실제 방사체(다이폴 안테나, 루프 안테나)가 구에 유기하는 전기장과 그때 구 주위의 자기장을, 제안한 방법으로 해석하고 그 결과를 상용 툴과 비교하였다. 이러한 방사체의 경우 이론 해가 존재하지 않기에 오차는 구할 수 없지만, 두 방법 간의 경향성을 확인할 수 있는 2차원 전자계 분포 그림과 차이 비교를 통해 제안한 방법이 실제 전자기 문제를 다룰 수 있음을 보였다.

제안한 방법은 위의 예제와 같은 간단한 모델의 경우에는 기존 상용 툴에 비해 큰 장점이 없다. 하지만 서두에서 언급한 바와 같이 FDTD 기반의 기법들은 해석 대상의 크기가 커질 때 적분 방정식을 기반으로 하는 방법보다 메모리 사용의 관점에서 장점이 있다.

폐코는 MoM 기법을 기반으로 하기에 자체적으로는 유전 물질에 대한 해석이 불가능하다. 따라서 유전물질의 해석에는 FEM을 혼합하여 해석한다. 하지만 FEM은 적분방정식을 기반으로 하기에 해석대상이 크면 메모리의 문제가 발생할 수 있다. 따라서 다음 절에서는 실제 인체와 같은 전기적으로 큰 대상을 해석할 때 일반적으로 사용되는 FDTD 방법과의 비교를 통해 제안한 방법의 필요성을 설명하고자 한다.

4.3 실제 모델의 해석

본 장에서는 우선 나선형 안테나로부터 구에 유기되는 전계 값을 계산하였다. 그리고 같은 나선형 안테나 2개를 이용하여 무선 전력 전송과 같은 구조가 유전체 구에 발생시키는 전계 값을 폐코와 제안한 방법으로 계산하여 그 결과를 비교하였다. 이러한 실험은 기본적 구조의 안테나 외에도 다양한 구조의 시스템에 대해 제안한 방법이 원활한 해석을 할 수 있음을 보이기 위해서이다.

그 후 실제 무선 충전 모델로부터 인체에 미치는 영향에 대한 해석을 실제 FDTD 방법의 결과와 비교하여 오차와 속도에 대한 고찰을 하였다. 이를 바탕으로 제안한 방법이 실제 문제에서도 충분히 활용할 수 있음을 보였다.

마지막으로 제안한 방법을 이용하여 무선 충전 시스템이 인체에 미치는 영향을 해석한 후 자세히 분석하였다.

4.3.1 다양한 구조체 해석

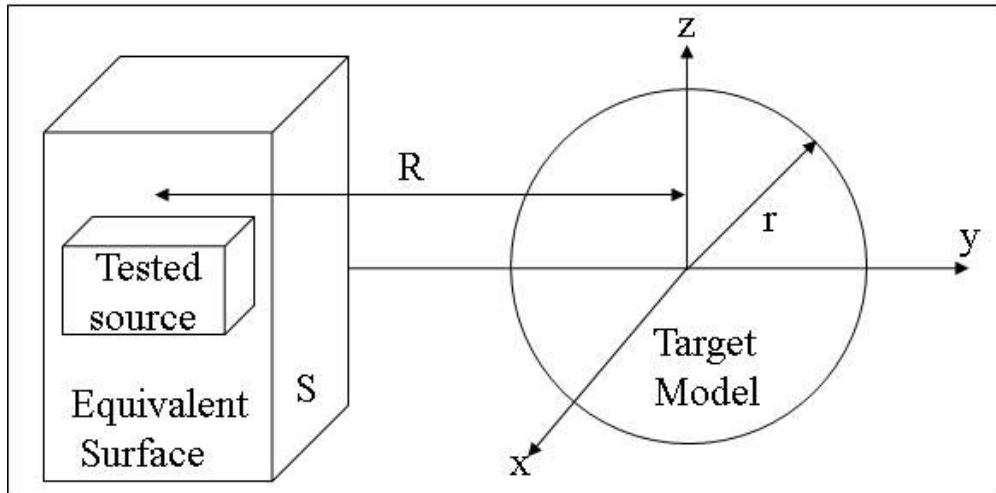


그림 4.21. 다양한 구조의 안테나로부터 유기되는 구 내부 전기장의 해석을 위한 시스템

Fig. 4.21. System for calculating the interior electric field of a sphere from the excitation of various structure

그림 4.21은 이번 해석에 사용된 시스템을 나타낸다. 여기서 구의 반지름 r 은 200 mm이고, 등가 표면의 중심에서 구의 중심까지의 거리 R 은 800 mm이다.

다음 그림 4.22는 실험에 사용된 소스원의 구조이다. 실험 (a)의 직경 D_H 는 60 mm이고, 높이 H 는 50mm이다. 실험 (b)은 (a)과 같은 나선형 안테나 두 개로 구성되어있으며 거리 D_W 는 50 mm만큼 떨어져 있다.

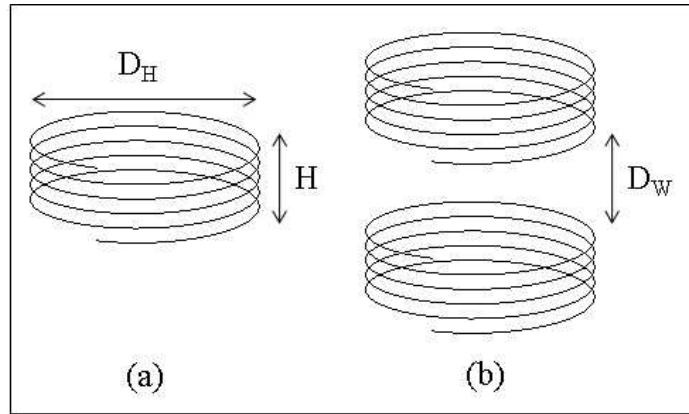


그림 4.22. 소스원: (a) 나선형 안테나, (b) 무선 전력 전송 시스템
 Fig. 4.22. Sources: (a) helix antenna, (b) Wireless power transmission (WPT) system

해석 방법과 등가 표면의 전류 계산에 사용한 틀은 4.1절의 기본 안테나 해석과 같다. 표 4.17은 해석에 사용된 변수 정보를 나타내고, 표 4.18과 4.19는 각각 실험 (a)과 (b)의 최대 차이와 평균 차이를 나타낸다.

표 4.17. 다양한 구조체: 구에 유기되는 전기장 해석 변수 정보
 Table 4.17. Various structure: Parameter information of induced electric field of sphere simulation

분석 주파수	1 MHz
FDTD의 총 격자 수	$80 \times 80 \times 80$
등가 표면의 격자 수	$16 \times 16 \times 36$
등가 표면 중심의 위치	40, 18, 40
격자의 크기 (mm), Δt (ps), τ	20, 0.33, 100Δ
구의 매질 정보	$\sigma=0.3$ S/m, $\epsilon_r=30$, $r=200$ mm
구 중심의 위치	40, 58, 40
표면과 구의 중심 거리 R	800 mm

표 4.18. 나선형 안테나: 최대 차이와 평균 차이 결과 비교

Table 4.18. Helical antenna: Comparison results based on maximum difference and average difference

	Electric field		
	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0
Max. diff.(%)	30.02	30.95	30.48
Ave. diff.(%)	9.87	11.25	10.33

표 4.19. 무선 전력 전송 시스템: 최대 차이와 평균 차이 결과 비교

Table 4.19. WPT system: Comparison results based on maximum difference and average difference

	Electric field		
	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0
Max. diff.(%)	30.33	28.57	29.56
Ave. diff.(%)	10.52	9.27	10.30

그림 4.23과 4.24는 각각 해석 (a)과 (b)의 2차원 유도 전기장 결과 비교이다. 두 그림은 $z=0$ 단면에서 폐코와 제안한 방법의 2차원 단면 전계 분포를 나타낸다.

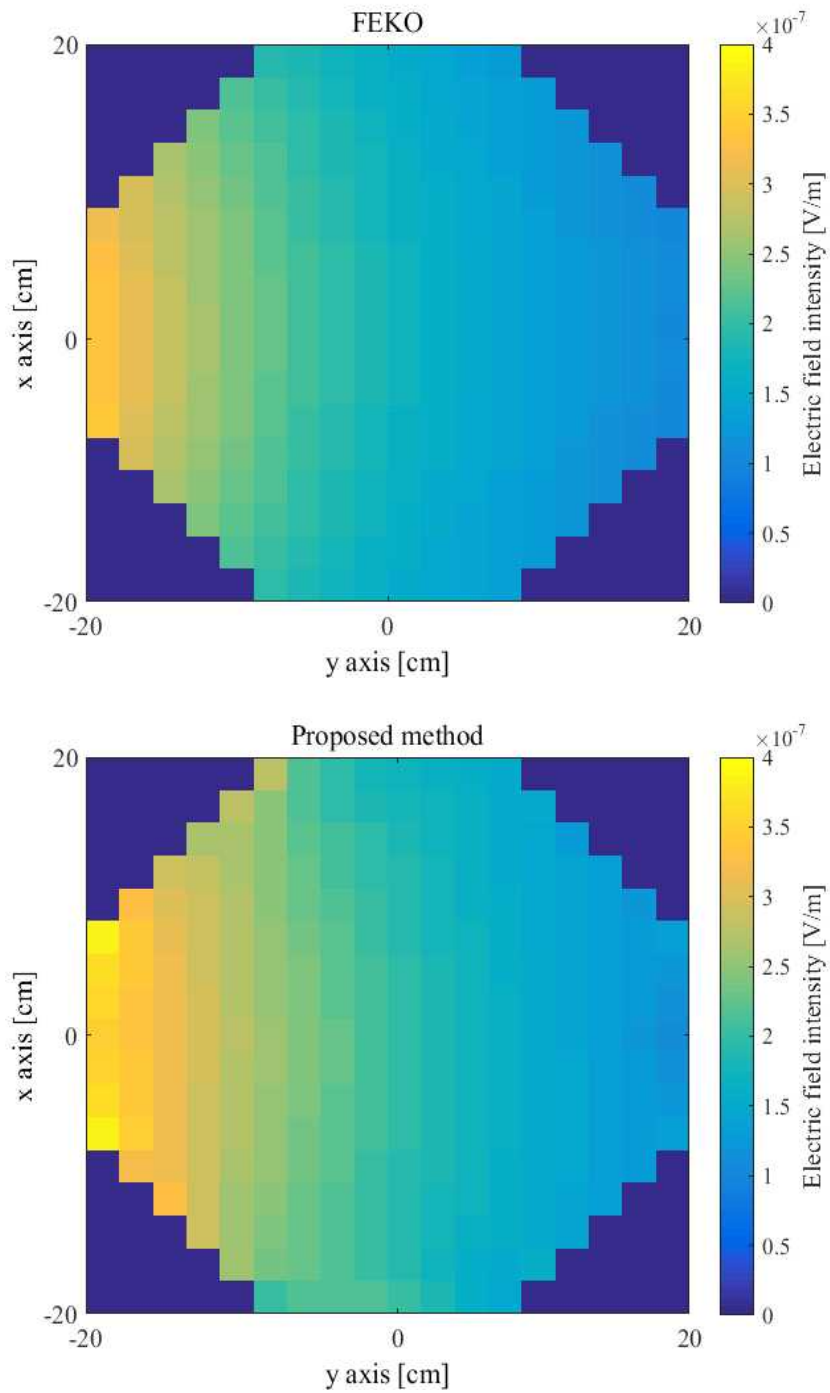


그림 4.23. Helix: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장
(위: FEKO, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.23. Helix: Induced electric field cross-sections in the plane $z=0$
(top: FEKO, bottom: Proposed method)

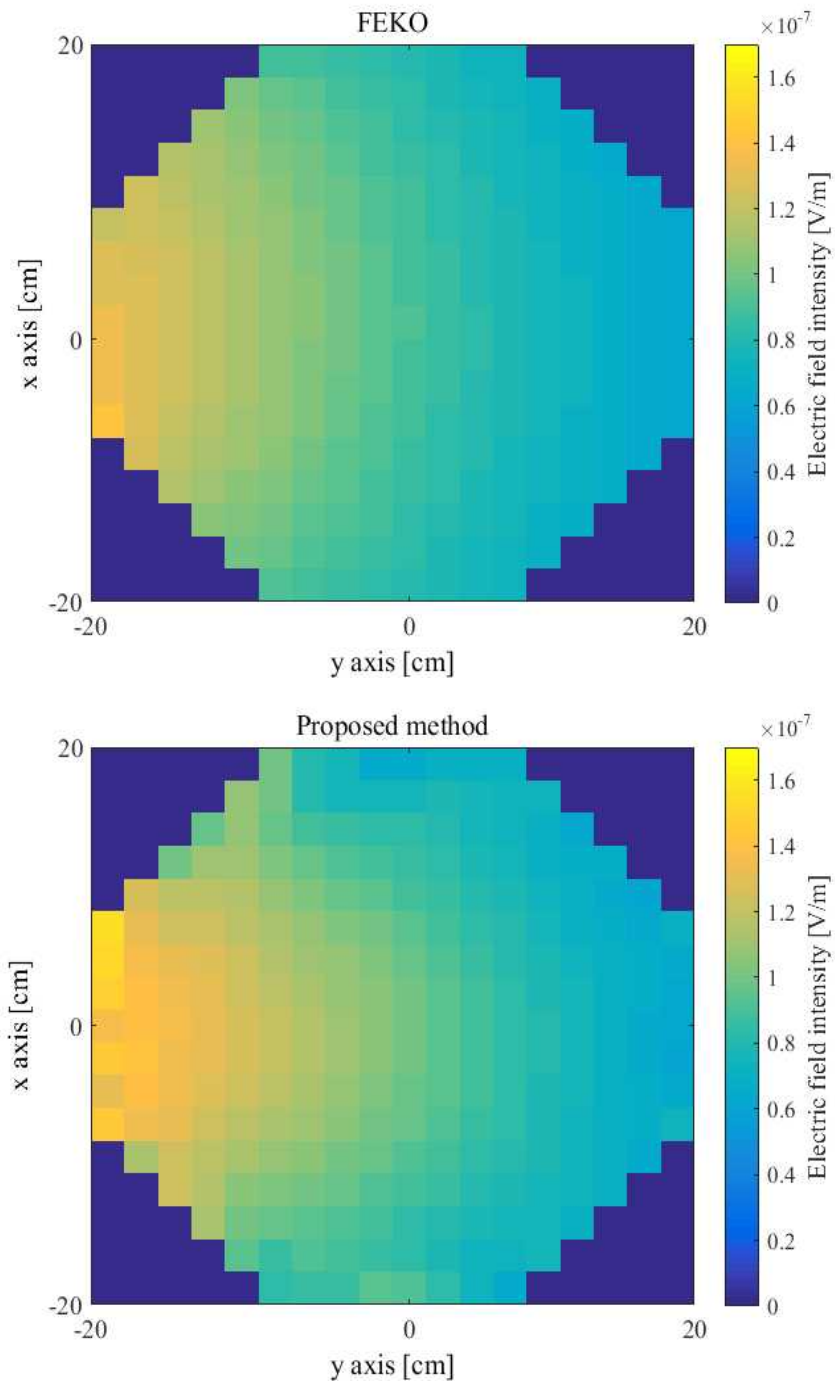


그림 4.24. WPT: $z=0$ 단면의 구 내부의 유도 전기장
(위: FEKO, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.24. WPT: Induced electric field cross-sections in the plane $z=0$
(top: FEKO, bottom: Proposed method)

기본적인 구조를 갖는 안테나의 해석 결과와 마찬가지로 나선형 안테나 역시 상용 해석 툴과 유사한 결과를 보인다. 모든 안테나에서 결과의 차이는 구의 경계면에서 크게 나타나는데 이것은 수치해석 기법들이 갖는 문제점인 경계면에서 해석의 어려움으로부터 발생한다. 그 외의 부분에선 5-10% 내외의 차이 정도가 존재한다. 본 논문에서는 수치해석 간의 비교이기에 오류가 아닌 차이로 구분하였다.

4.3.2 인체 해석을 통한 제안 방법과 FDTD 기법의 비교

본 논문에서 FDTD 기법과 비교를 위해 4.3.1절의 시스템에 실제 인체 모델을 두고 해석을 했다. 해석 시스템은 그림 4.25와 같다.

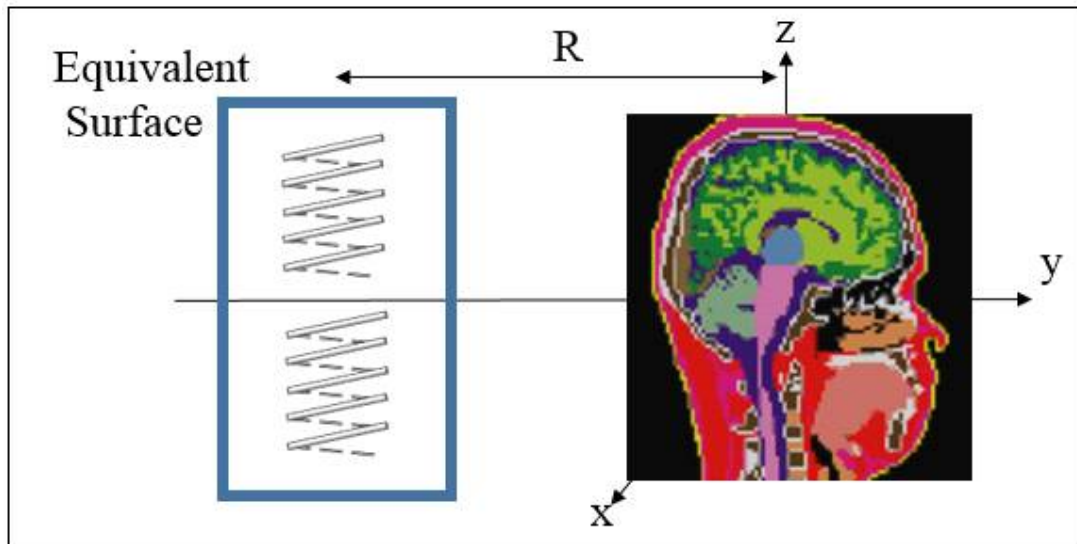


그림 4.25. 무선 전력 전송 시스템으로부터 인체 두부 모델에 유기되는 전기장을 계산하기 위한 시스템

Fig. 4.25. System for calculating the induced electric field of a realistic human head model from WPT system

본 절에서는 제안한 기법과 FDTD 기법의 결과 비교를 통한 검증 목적으로 하기에 모델에 대한 정보는 다음 절의 인체 모델 평가에 자세히 기술하였다.

두부의 중심은 축의 중심에 위치하고, 무선 전력 전송 시스템간의 거리 R 은 600 mm이다. 등가 표면과 안테나의 크기, 동작 주파수 등은 4.3.1절의 무선 전력 전송 시스템과 같다. 그림 4.26-28은 제안한 방법으로 구한 유도 전기장을 나타낸다.

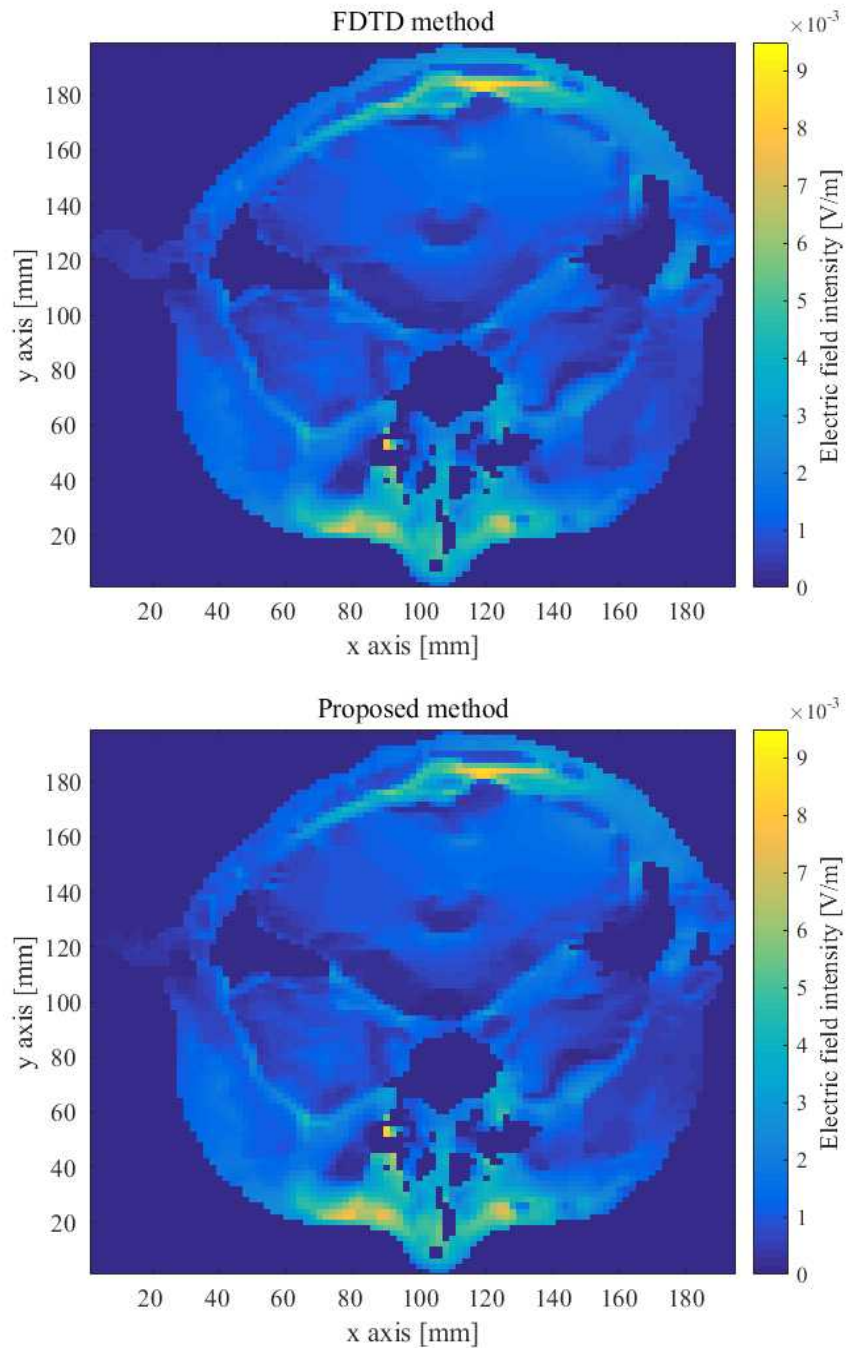


그림 4.26. $z=0$ 단면의 복셀 모델 내부의 전기장 분포
(위: FDTD, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.26. Electric field distribution cross-sections of voxel model in the plane $z=0$
(top: FDTD, bottom: Proposed method)

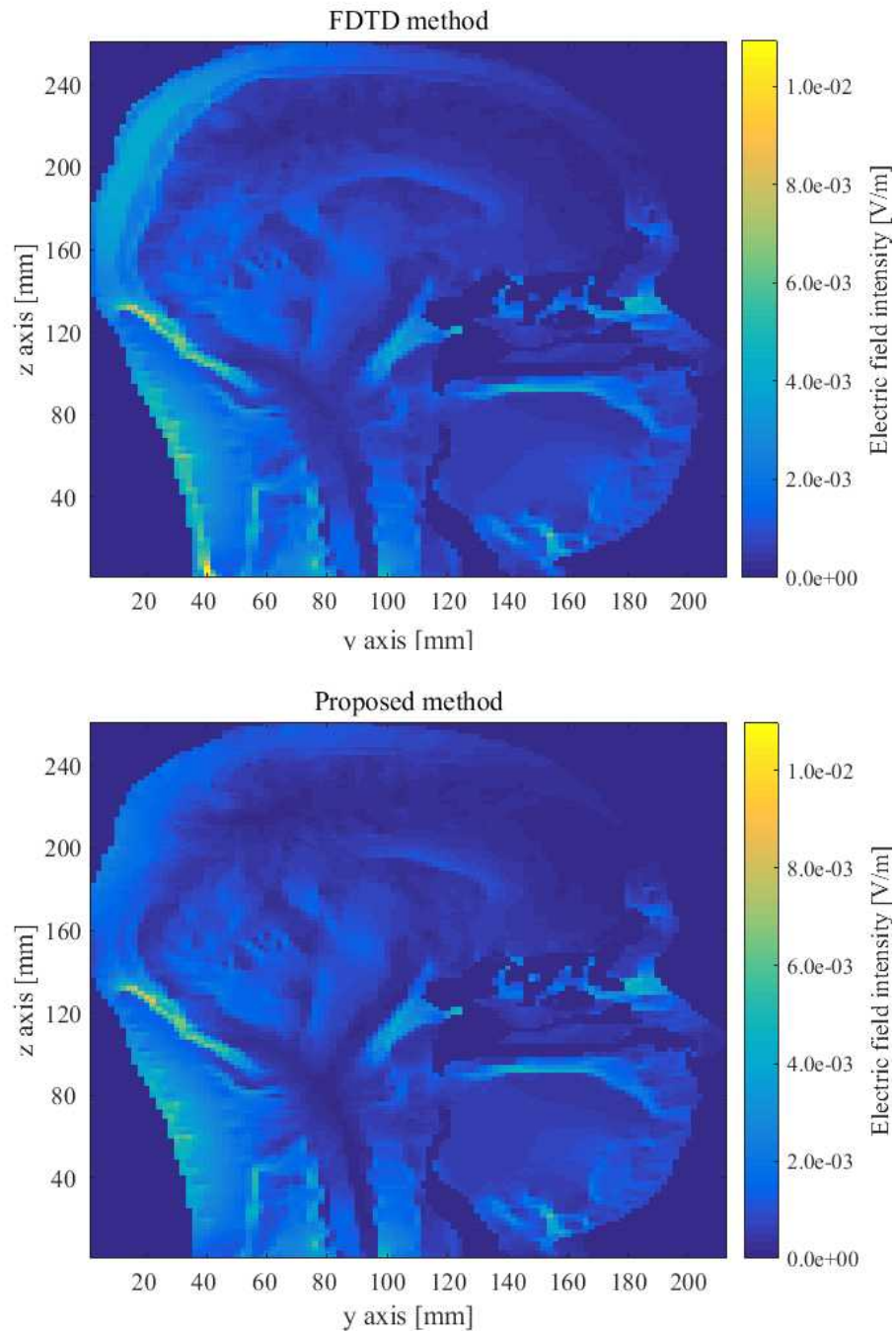


그림 4.27. $x=0$ 단면의 복셀 모델 내부의 전기장 분포
(위: FDTD, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.27. Electric field distribution cross-sections of voxel model in the plane $x=0$
(top: FDTD, bottom: Proposed method)

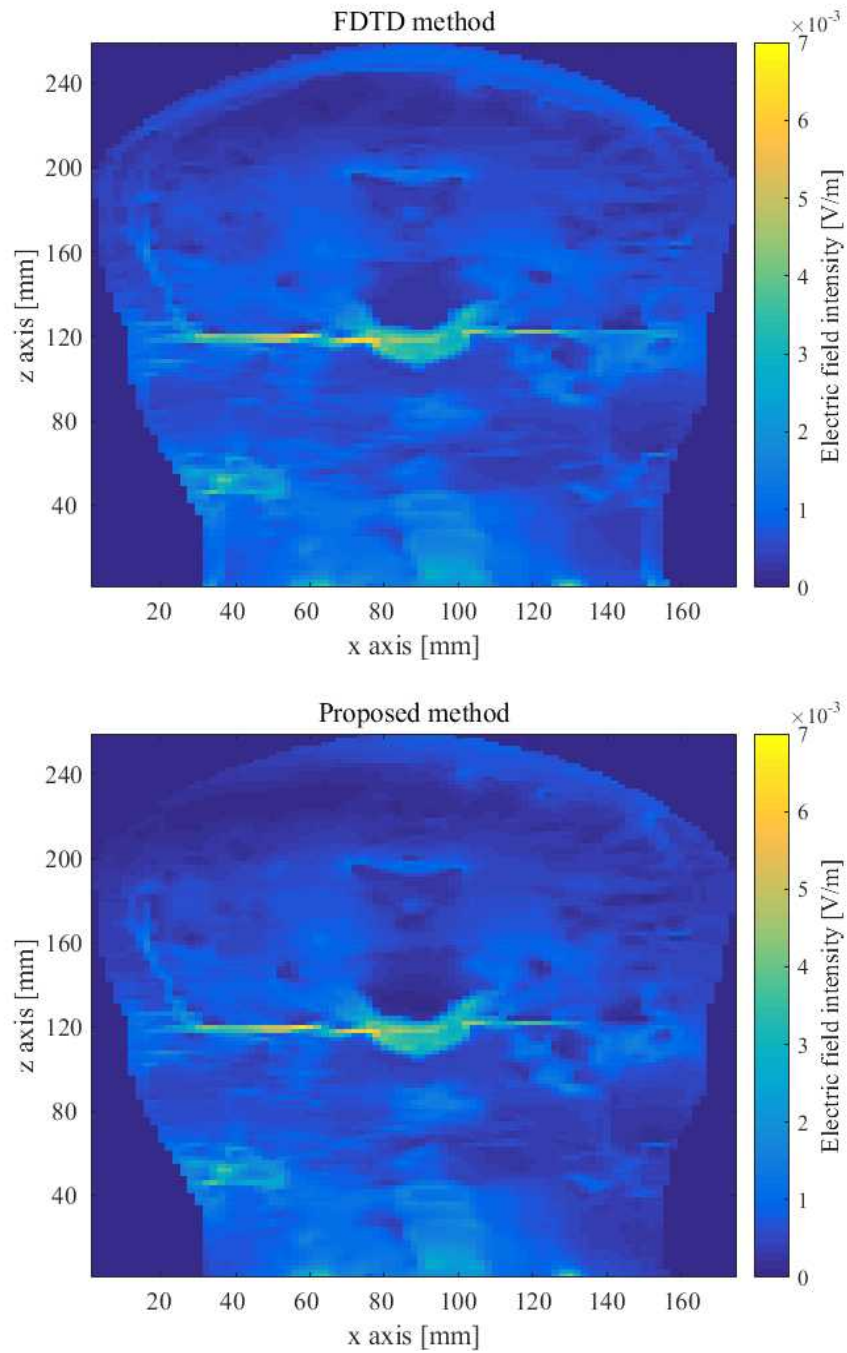


그림 4.28. $y=0$ 단면의 복셀 모델 내부의 전기장 분포
(위: FDTD, 아래: 제안한 방법)

Fig. 4.28. Electric field distribution cross-sections of voxel model in the plane $y=0$
(top: FDTD, bottom: Proposed method)

표 4.20. 인체 두부 모델: 최대 차이와 평균 차이 결과 비교

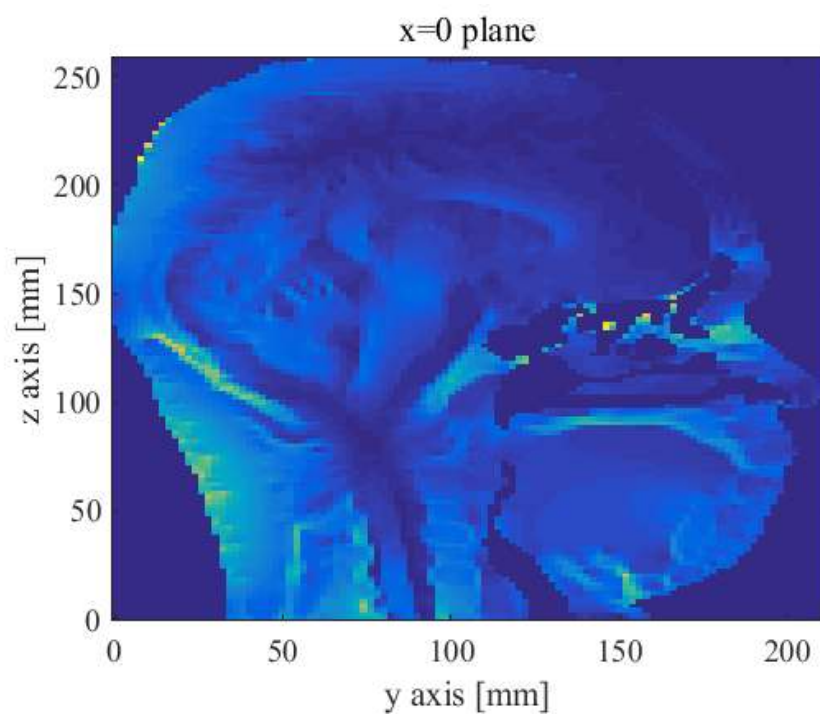
Table 4.20. Human head model: Comparison results based on maximum difference and average difference

	Electric field		
	Plane x=0	Plane y=0	Plane z=0
Max. difference (%)	360.84	87.81	279.83
Ave. difference (%)	11.05	9.98	5.65

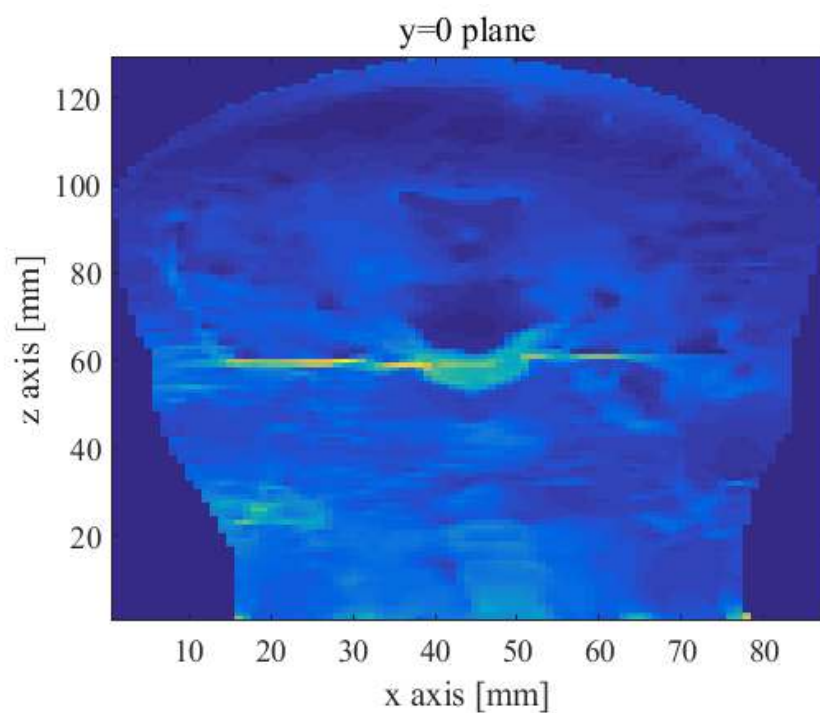
제안한 방법으로 표 4.20의 결과를 산출하기 위해 계산한 반복 횟수는 4000번이다. 반면 FDTD 기법은 3주기의 해석을 했는데 865440의 반복 계산을 하였다. 이러한 계산은 2.6 GHz Intel(R) Xeon® E5-2650 v2 CPU를 이용하였는데 제안한 방법은 2.5시간이 필요하지만 FDTD 기법은 22.5일을 소모하였다. 제안한 방법은 기존의 방법에 비해 215배 빨랐으며 표와 같이 5~10%의 차이만을 보였다. 큰 차이 값들은 0 근처의 아주 작은 값들에서 발생하였는데 인체에 미치는 영향을 평가할 때는 중요하지 않다.

위의 계산 결과를 토대로 제안한 방법은 전자파의 인체 영향 해석에 널리 사용되던 FDTD 기법을 저주파에서는 대체할 수 있을 것이라 기대한다.

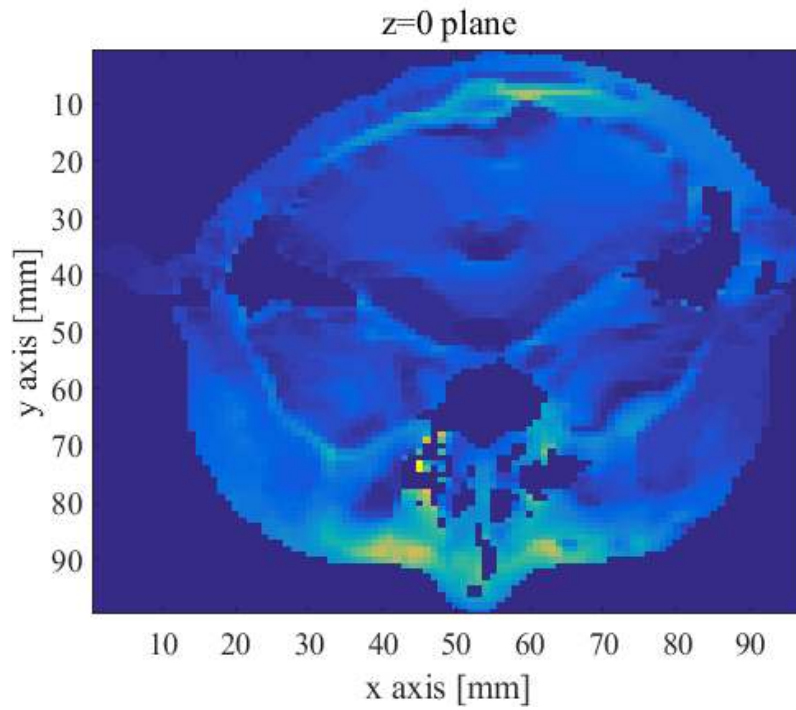
제안한 방법으로 해석한 100 kHz와 10 MHz 에서의 결과도 다음과 같이 추가하였다.



(a)



(b)



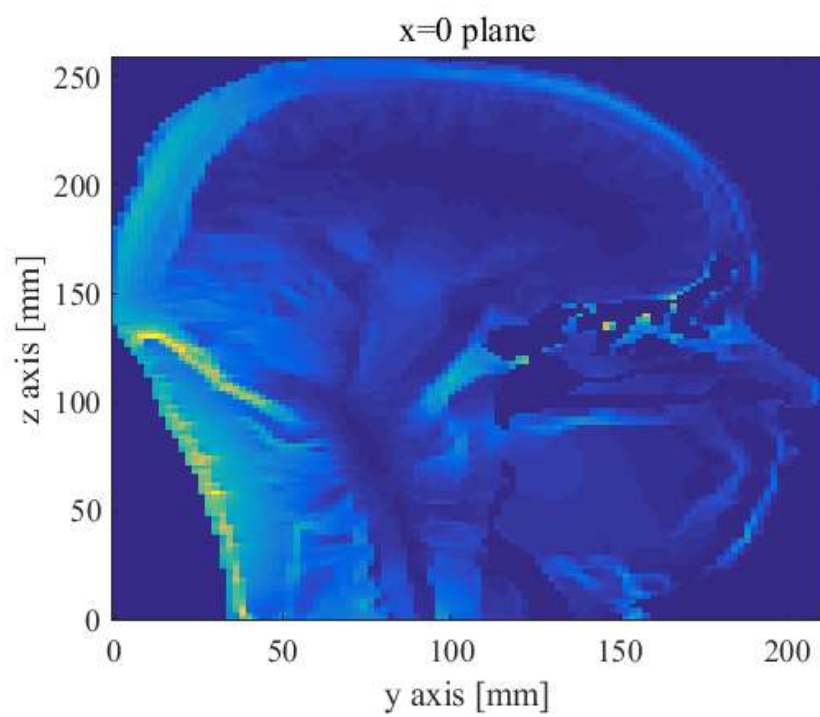
(c)

그림 4.29. 100 kHz에서 복셀 모델 내부의 전기장 분포

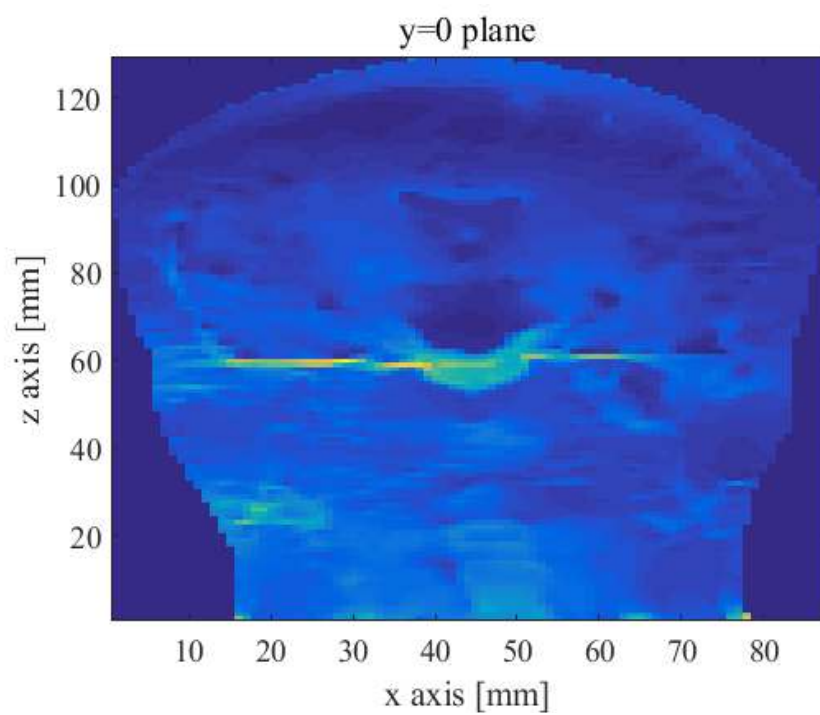
(a) $x=0$ 단면, (b) $y=0$ 단면, (c) $z=0$ 단면

Fig. 4.29. Electric field distribution cross-sections of voxel model at 100 kHz in the plane

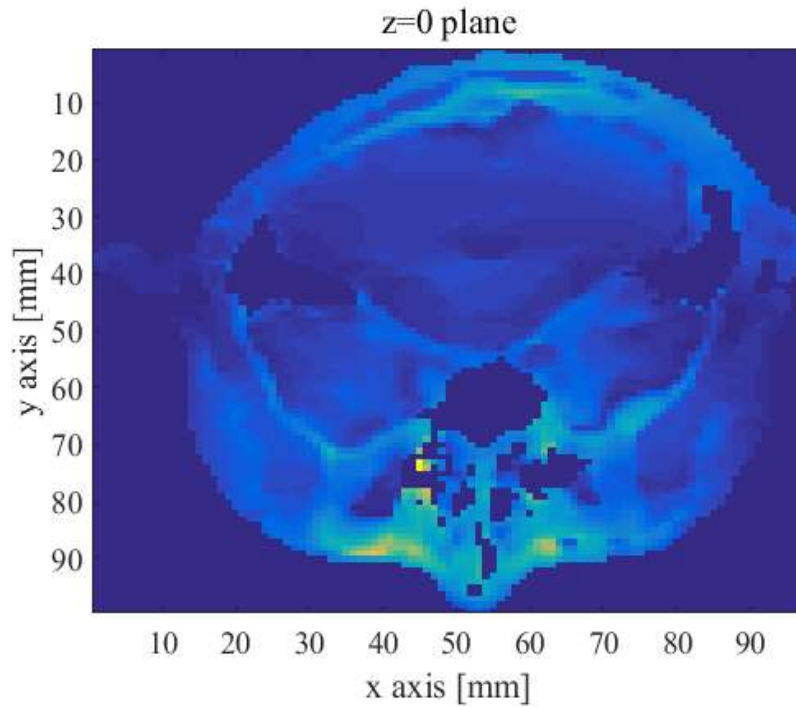
(a) $x=0$, (b) $y=0$, and (c) $z=0$



(a)



(b)



(c)

그림 4.30. 10 MHz에서 복셀 모델 내부의 전기장 분포

(a) $x=0$ 단면, (b) $y=0$ 단면, (c) $z=0$ 단면

Fig. 4.30. Electric field distribution cross-sections of voxel model at 10 MHz in the plane

(a) $x=0$, (b) $y=0$, and (c) $z=0$

4.3.3 인체 영향 평가

본 절에서는 제안한 방법을 이용하여 인체 전신에 대한 전자파의 영향을 해석하였다. 이에 사용된 무선 충전 시스템은 그림 4.31과 같다.

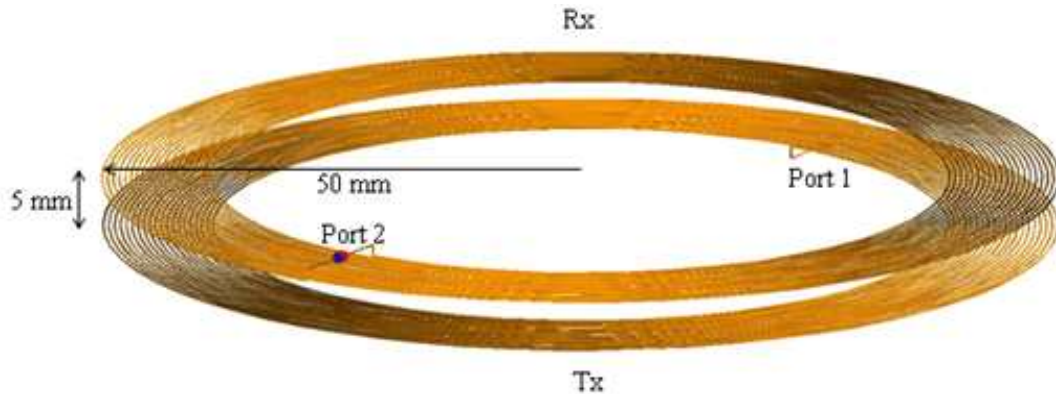


그림 4.31. 핸드폰용 무선 충전 시스템

Fig. 4.31. Wireless charging system for cellular phone

그림 4.31은 본 논문에서 전자기파 방사를 위해 사용한 핸드폰용 무선 충전 시스템이다. Qi의 기준에 따르면 무선 충전은 110 kHz에서 250 kHz에서 동작하도록 되어 있다. 따라서 우리는 코일에 커패시턴스를 추가하여 기준 주파수의 중간인 150 kHz에서 동작하는 무선 충전 시스템을 설계하였다. 코일의 직경은 핸드폰과 비슷한 100 mm로 선택하였다. 다음 표 4.21은 무선 충전 시스템의 변수들을 나타낸다. 코일의 송·수신부는 같은 형상으로 제작되었고, 전력 전송 거리는 5mm이다. 이럴 때 전력 전송 효율은 약 90%이다.

표 4.21. 무선 충전 시스템 변수 정보

Table 4.21. Parameter information of wireless charging system

동작 주파수	150 kHz
코일 인덕턴스	0.412 μ H
공진 커패시턴스	0.273 nF
턴 수	20
코일 직경	100 mm
코일 간 거리	5 mm

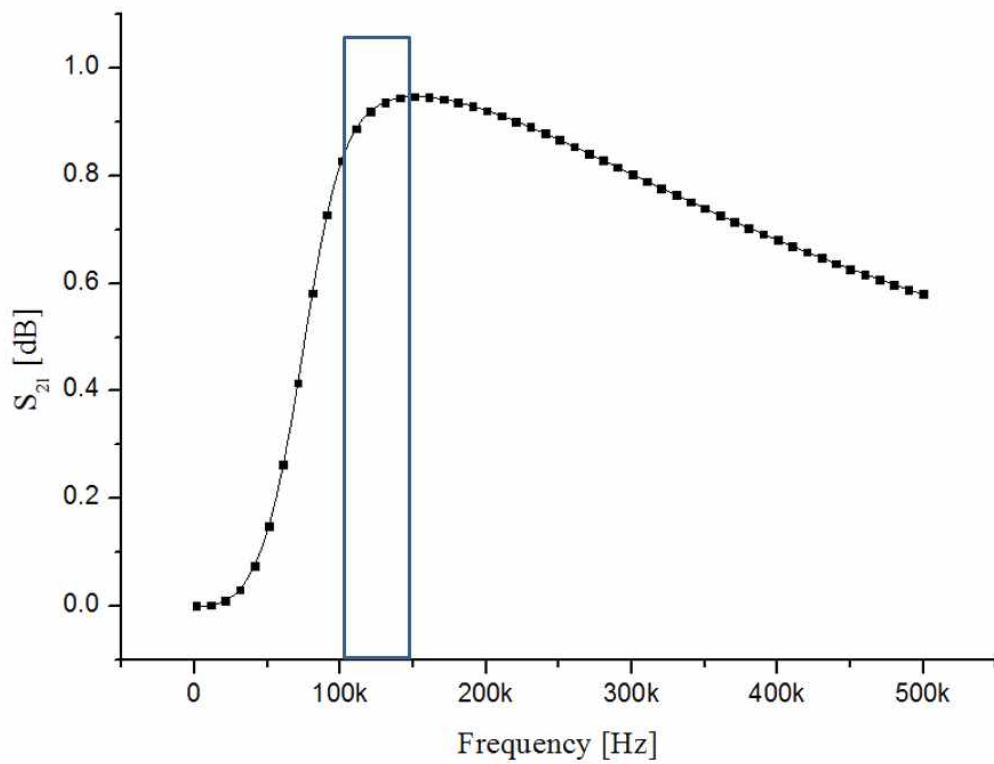


그림 4.32. 시스템의 전송계수

Fig. 4.32. transmission coefficient of system

다음 표 4.22는 150 kHz에서 ICNIRP와 IEEE의 기준 지침이다.

표 4.22. 150 kHz의 ICNIRP와 IEEE 기준 지침

Table 4.22. Metrics of ICNIRP and IEEE Guidelines at 150 kHz

Metrics		Values	Guidelines
$J \text{ (A/m}^2\text{)}$		0.3	ICNIRP1998
$E_{99} \text{ (V/m)}$		20.25	ICNIRP2010
$E_{5\text{mm}} \text{ (V/m)}$	brain	44.175	IEEE
	heart	847.006	
	limbs	94.0299	
	other tissues	31.3881	
$SAR_{10\text{g}} \text{ (W/kg)}$	head and trunk	2	ICNIRP/IEEE
	Limbs (pinnae ^a)	4	
$SAR_{\text{wm}} \text{ (W/kg)}$		0.08	

위의 표에서 E_{99} 는 99% 분위 수, $E_{5\text{mm}}$ 는 직선의 평균 전계 값, SAR는 전자파 흡수율, $SAR_{10\text{g}}$ 은 10g 평균 전자파 흡수율, SAR_{wm} 은 총질량 평균 전자파 흡수율을 나타낸다. 위의 기준 중 전류 밀도와 전계 기준값들은 전기 자극(electrostimulation)에 대한 한계를 규정하며 전자파흡수율은 열(thermal)에 대한 한계를 규정한다.

다음 그림 4.33은 본 해석에 사용된 무선 충전 시스템과 인체의 구성을 나타낸다. 무선 전력 충전 시스템 및 등가 표면은 앞 절과 같고 인체는 일본 NICT의 남성 모델인 TARO의 전신 모델로 2-mm의 해상도를 갖고 51개의 조직과 기관으로 구성되어있다. 인체 조직과 기관의 값은 주파수에 따라 달라지기에 Gabriel의 Cole-Cole model로 부터 적당한 값을 입력하여 사용하게 된다[64-67]. TARO는 총 320×160×866의 격자를 가지며 무선 전력 충전 시스템과의 거리는 310 mm이다.

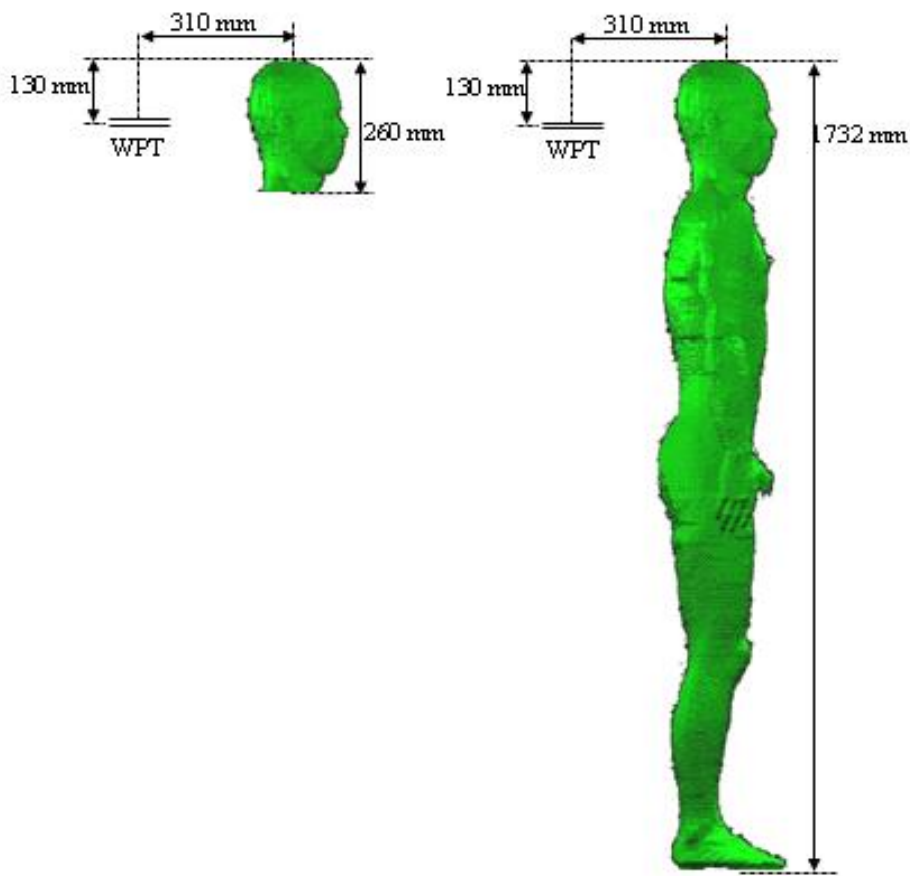


그림 4.33. 무선 충전 시스템과 인체 두부 및 전신 모델

Fig. 4.33. Head and whole-body models with respect to the wireless charging system

인체 평가에 앞서 두부와 전신 모델 해석의 수렴에 도달하기까지 사용된 계산 반복 횟수는 각각 2000번과 3000번이다. 일반적인 FDTD는 2mm의 격자를 해석할 때 $\Delta t = \Delta x / \sqrt{3c} = 0.38ps$ 의 시간 간격을 갖는다. 따라서 150 kHz의 문제를 해석하기 위해 4주기를 계산할 때 필요한 계산 반복 횟수는 7×10^7 이다.

앞서 언급한 것과 같이 일반적인 FDTD 기법은 주파수와 격자의 크기에 영향을 받지만 제안한 방법은 그렇지 않기에 해석 대상의 해상도가 커질수록, 주파수가 내려갈수록 더욱 강력한 성능을 보여준다.

다음은 X-Y 단면에서 무선 충전 시스템에 의한 두부와 전신 모델의 유도 전계, 전류 밀도 및 전자파 흡수율 분포 계산 결과이다.

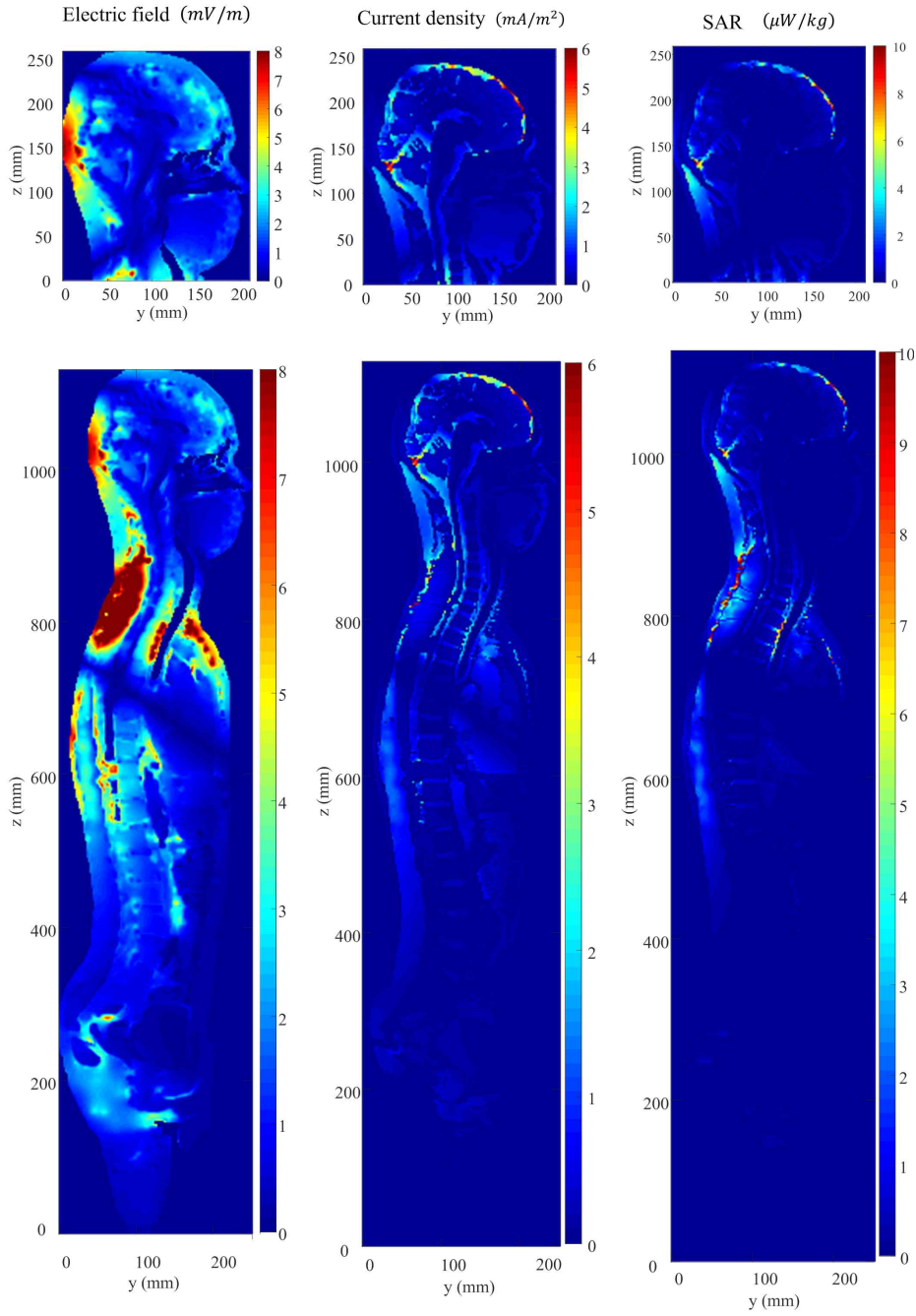


그림 4.34. X-Y 면에서 두부와 전신 모델의 유도 전기계,
전류 밀도 및 전자파 흡수율 분포

Fig. 4.34. Distributions of induced electric field, current density, and SAR in head and whole-body models in the cross section at xy plane, respectively voxel model

표 4.23. 두부와 전신에서의 계산 결과

Table 4.23. Computation results in head and whole-body

	Head (tissue name)	Whole body (tissue name)
$J \text{ (mA/m}^2\text{)}$	3.48 (CSF)	4.15 (Muscle)
$J_{\text{cns}} \text{ (mA/m}^2\text{)}$	1.40 (Grey matter)	1.41 (Cerebellum)
$E_{99} \text{ (mV/m)}$	9.36 (Cortical bone)	11.57 (Cortical bone)
$E_{99\text{cns}} \text{ (mV/m)}$	7.61 (CSF)	7.63 (CSF)
$E_{5\text{mm}} \text{ (mV/m)}$	19.53 (Cortical bone)	31.09 (Fat)
$E_{5\text{mmcns}} \text{ (mV/m)}$	10.93 (Grey matter)	10.95 (Grey matter)
$\text{SAR}_{10\text{g}} \text{ (nW/kg)}$	2.63 (Cerebellum)	15.65 (Muscle)
$\text{SAR}_{\text{wm}} \text{ (nW/kg)}$	0.44	0.30

표 4.23은 표 4.22의 기본 지침 외에도 중추신경계에 유도되는 전계를 추가로 기술하였다. 위의 해석 결과에서 대부분의 계산 값이 전신에서 더 컸지만 중추신경계를 구성하는 물질의 계산 값은 크기가 비슷하다. 따라서 중추신경계에 미치는 영향은 두부를 해석하는 것이 유리하고, 그 외의 물질에 대한 해석은 전신을 해석해야 중요한 값들을 평가할 수 있다.

계산 결과와 지침을 비교하면 모든 지침에 대해 전기 자극에 의한 영향(J , E_{99} , $E_{5\text{mm}}$)이 열에 의한 영향(SAR)보다 먼저 고려해야 함을 알 수 있다. 따라서 150 kHz 대역에서 무선 충전 시스템의 인체 영향을 조사할 때 먼저 고려해야 할 사항은 전기 자극에 의한 영향이다.

제 5 장 결론

5.1 결론 및 토의

본 논문에서는 저주파수 전자기장의 생체영향 해석을 위한 혼합형 수치해석 기법을 제안하였다. 전자기장에 의한 생체영향의 해석에는 FDTD 기법이 속도와 메모리의 관점에서 가장 뛰어난 방법이나 저주파에서는 해석시간의 문제로 제한적인 사용만이 가능했었다. 따라서 FDTD 기법이 가진 장점을 기반으로 하며 빠른 시간에 수립할 수 있는 방법을 고안하기 위해 표면 등가 원리와 준정적 근사를 이용했다.

제안한 혼합 기법에서 표면 등가 원리는 임의의 소스원을 해석가능하게 하였다. 표면 내부의 소스에 맞는 이론 혹은 수치해석 방법을 사용할 수 있기에 어떠한 형태의 소스원일지라도 준정적 근사를 벗어나지 않는 범위에서 방사 형태를 고려할 수 있다. 준정적 근사는 저주파에서 FDTD 기반 수치해석 기법의 빠른 수립을 가능하게 하였다.

따라서 제안한 기법은 저주파에서 제한적으로 사용되어 오던 FDTD를 기반으로 한 여러 수치해석 기법들과 달리 임의의 소스원에 대해 전계와 자계를 동시에 고려할 수 있는 빠른 방법이다.

본문에서는 제안한 기법의 원리 및 과정을 상세히 기술했고, 이론 해가 있는 모델을 통해 제안한 기법의 정확도 및 효율성에 관해 기술했다. 그리고 이를 간단한 모델에 적용하여 3차원 상용 시뮬레이션 툴과의 결과 비교를 통해 실제 전자기 문제에 제안한 방법을 활용할 수 있는 것을 확인했다. 마지막으로 실제와 비슷한 구조를 갖는 전자기 문제로 고해상도의 인체모델에 유기되는 영향을 계산하여 이와 유사한 많은 저주파수

의 생체영향 문제에 제안한 방법이 적용될 수 있음을 보였다.

따라서 제안한 방법은 준정적 가정이 보존되는 곳에서 본 연구의 목표인 저주파수의 생체영향 연구에 많은 도움이 될 것이라 기대한다.

5.2 향후 연구

서론에서 밝혔듯이 전자기파의 생체영향은 전력선 주파수 대역인 극저주파수 대역과 이동통신에 사용되는 고주파 대역에서 집중적으로 이뤄졌었다. 극저주파에서는 인체에 미치는 영향이 전기장보다 자기장이 훨씬 크고 계산이 쉽기에 일반적으로 생체영향은 입사 자기장만을 고려했었다.

중간 주파수(Intermediate frequency) 대역이라 하는 300 Hz - 10 MHz은 비교적 소수의 연구가 이루어졌는데, 앞으로는 다양한 기술의 발달로 많은 기기가 중간 주파수를 이용할 것으로 예상된다. 중간주파수에서는 전자기장이 인체에 미치는 영향이 극저주파수와 같을 수도 혹은 다를 수도 있으므로 다양한 전자기 환경에서 생체영향 평가에 활용될 수 있을 것이라 기대한다.

또한, 제안한 방법은 생체영향만을 해석할 수 있는 것이 아니라 고해상도의 문제에 범용적으로 접근할 수 있기에 저주파에서 다른 문제들에도 적용 가능할 것으로 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] ICNIRP: “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz),” Health Physics, vol. 74, pp. 494-522, 1998.
- [2] ICNIRP: “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz),” Health Physics, vol. 99, pp. 818-836, 2010.
- [3] D. W. Deno, “Currents induced in the human body by high voltage transmission line electric field measurement and calculation of distribution and dose,” IEEE trans. Power Apparatus System, 1997, vol 97, pp. 1517-1527.
- [4] W. T. Kaune and W. C. Forsythe, “Current densities measured in human models exposed to 60-Hz electric field,” Bioelectromagnetics, 1985, vol. 6, pp. 13-32.
- [5] J. Diplacido et al., “Analysis of the proximity effects in electric field measurements,” IEEE Trans Power Apparatus Systems, 1978, vol. 97, pp. 2167-2177.
- [6] J. Y. Chen and O. P. Gandhi, “Currents induced in an anatomically-based model of a human for exposure to vertically polarized electromagnetic pulse,” IEEE Trans. MTT, 1991, vol. 39, pp. 31-39.
- [7] O. P. Gandhi, “State of the knowledge for electromagnetic absorbed dose in man and animals,” IEEE Proc., 1980, vol. 68, pp. 24-32.
- [8] R. J. Spiegel, “A review of numerical models for predicting the energy deposition and resultant thermal response of humans exposed to electromagnetic field,” IEEE trans. MTT, 1984, vol. 32, pp. 730-746.

- [9] O. P. Gandhi, Numerical methods for specific absorption rate calculations, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1990.
- [10] N. Orcutt and O. P. Gandhi, "A 3-D impedance method to calculate power deposition in biological bodies subjected to time-varying magnetic fields," IEEE Trans. Biomed. Eng., 1988, vol. 35, pp. 577-583.
- [11] R. J. Spiegel *et al.*, "Application of a finite-difference technique to the human radio-frequency dosimetry problem," J. Microwave Power, 1985, vol. 20, pp. 241-254.
- [12] A. Kurs *et al.*, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," Sci., 2007, vol. 317, pp. 83 - 86.
- [13] B. R. McLeod *et al.*, "Electromagnetic field induced by Helmholtz aiding coils inside saline-filled boundaries," Bioelectromagnetics, 1983, vol. 4, pp. 357-370.
- [14] C. Polk, "Electric fields and surface charges induced by ELF magnetic fields," Bioelectromagnetics. 1990, vol. 11, pp. 189-201.
- [15] C. H. Durney *et al.*, "Long-wavelength analysis of plane wave irradiation of a prolate spheroid model of man," IEEE Trans. MTT, 1975, vol. 23(2), pp. 247-253.
- [16] C. C. Johnson *et al.*, "Long-wavelength electromagnetic power absorption in prolate spheroidal models of man and animals," IEEE Trans. MTT, 1975, vol. 23(9), pp. 739-748.
- [17] H. Massoudi *et al.*, "Long-wavelength analysis of plane wave irradiation of an ellipsoidal model of man," IEEE Trans. MTT, 1977, vol. 25(1), pp. 41-46.
- [18] H. Massoudi *et al.*, "Long-wavelength electromagnetic power absorption in ellipsoidal models of man and animals," IEEE Trans. MTT, 1977, vol. 25(1), pp. 47-52.

- [19]D. Poljak and V. Roje, "Currents induced in human body exposed to the power line electromagnetic field." IEEE Engineering in Medicine and Biology, 1988, vol. 6, pp. 3281-3284.
- [20]R. W. King and S. S. Sheldon, "Electric fields and currents induced in organs of the human body when exposed to ELF and VLF electromagnetic fields," Radio Science, 1996, vol. 31.5, pp. 1153-1167.
- [21]T. Nagaoka *et al.*, K. Ito, and S. Watanabe, "An anatomically realistic whole-body pregnant-woman model and specific absorption rates for pregnant-woman exposure to electromagnetic plane waves from 10 MHz to 2 GHz," Physics in medicine and biology, 2007, vol. 52(22), pp. 6731-6745.
- [22]J. W. Hand *et al.*, "Prediction of specific absorption rate in mother and fetus associated with MRI examinations during pregnancy," Magnetic resonance in medicine, 2006, vol. 55(4), pp. 883-893.
- [23]P. Bernardi *et al.*, "Specific absorption rate and temperature elevation in a subject exposed in the far-field of radio-frequency sources operating in the 10-900-MHz range," IEEE trans. Biom. Eng., 2003, vol. 50(3), pp. 295-304.
- [24]O. P. Gandhi *et al.*, "Electromagnetic absorption in the human head and neck for mobile telephones at 835 and 1900 MHz," IEEE trans. MTT, 1996, vol. 44(10), pp. 1884-1897.
- [25]H. Y. Chen and H. H. Wang, "Current and SAR induced in a human head model by the electromagnetic fields irradiated from a cellular phone." IEEE Trans. MTT, 1994, vol. 42.12, pp. 2249-2254.

- [26]J. Wang and O. Fujiwara, "Comparison and evaluation of electromagnetic absorption characteristics in realistic human head models of adult and children for 900-MHz mobile telephones." Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. MTT, 2003, vol. 51.3, pp. 966-971.
- [27]T. Nagaoka *et al.*, "Development of realistic high-resolution whole-body voxel models of Japanese adult males and females of average height and weight, and application of models to radio-frequency electromagnetic field dosimetry," Phys. Med. Biol., Jun. 2004, vol. 49, pp.1-15.
- [28]P. Stavroulakis, Biological effects of electromagnetic fields, Springer-verlag: Berlin, 2003, pp 187-190.
- [29]R. E. Ziemer *et al.* Signals and Systems: Continuous and Discrete, Macmillan, New York, 1983.
- [30]C. L. Phillips and J. M. Parr, Signals, Systems, and Transforms, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [31]T. Namiki, "A new FDTD algorithm based on alternating direction implicit method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1999, vol. 47, pp. 2003-2007.
- [32]T. Namiki, "3-D ADI-FDTD method-unconditionally stable time-domain algorithm for solving full vector Maxwell's equations." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 2000, vol. 47 Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp. 1743-1748.
- [33]E. Li, I. Ahmed and R. Vahldieck, "Numerical dispersion analysis with an improved LOD - FDTD method," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., 2007, vol. 17, no. 5, pp. 319 - 321.
- [34]E. L. Tan and D. Y. Heh, "ADI-FDTD method with fourth order accuracy in time," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., 2008, vol. 18, no. 5, pp. 296 - 298.

- [35]S. Staker *et al.*, "ADI formulation of the FDTD method: algorithm and material dispersion implementation," IEEE Trans. Electromagn. Compat., 2003, vol. 45, no. 2, pp. 156 - 166.
- [36]S. G. González *et al.*. "On the accuracy of the ADI-FDTD method." IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2002, vol 1. pp. 31-34.
- [37]J. Deford, H. Kanai and O. P. Gandhi, "Impedance method for calculation of power deposition patterns in magnetically induced hyperthermia," IEEE Trans. Biomed Eng., 1984, vol .31, no. 10, pp. 644-651.
- [38]J. Deford and O. P. Gandhi, "An impedance method to calculate currents induced in biological bodies exposed to quasi-static electromagnetic fields," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-27, 1985, no. 3, pp 168-173.
- [39]K. R. Davey *et al.*, "Prediction of magnetically induced electric fields in biological tissue," IEEE Trans. Biomed. Eng., 1981, vol. 38, no. 5, pp. 418-422.
- [40]T. W. Dawson *et al.*, "Comparison of magnetically induced ELF fields in humans computed by FDTD and scalar potential FD codes," Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.m, 1985, vol. 11, no.3, pp. 168-173.
- [41]S. W. Park *et al.*, "Calculation errors of the electric field induced in a human body under the quasi-static approximation conditions," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., May. 2013, vol. 61, no. 5, pp. 2153 - 2160.
- [42]O. P. Gandhi and J. Y. Chen., "Numerical dosimetry at power line frequencies using anatomically based models," Bioelectromagnetics, 1992, supplement 1, pp. 43-60.

- [43]J. D. Moerloose *et al.*, "Application of the finite difference time domain algorithm to quasi-static field analysis," Radio Sci., 1997, vol. 32, No. 2, pp. 329-341.
- [44]K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas Propagat., May. 1996, vol. AP-14, pp. 302-307.
- [45]D. M. Sullivan, Electromagnetic Simulation Using The FDTD Method, IEEE Press. New York, 2000.
- [46]W. T. Kaune *et al.*, "Comparison of coupling of humans to electric and magnetic fields with frequencies between 100 Hz and 100 kHz," Bioelectromagnetics, 1997, vol. 18, pp. 67-76.
- [47]W. T. Kaune and M. F. Gillis, "General properties of the interaction between animals and ELF electric fields," Bioelectromagnetics, 1981, vol. 2, pp. 1-11.
- [48]H. Song *et al.*, "Induced current calculation in detailed 3-D adult and child model for the wireless power transfer frequency range," IEEE Trans. Magnetics, Feb. 2014, vol. 50, No. 2.
- [49]W. L. Stutzman and G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, New york, 1998.
- [50]R. J. Luebbers *et al.*, "A finite-difference time-domain near zone to far zone transformation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, vol. 39, no. 4, pp. 429-433.
- [51]A. Elsherbeni A and V. Demir, The finite-difference time-domain method for electromagnetics with matlab simulations, Scitech, Danver, MA, USA, 2009.
- [52]A. R. Bretones *et al.*, "A hybrid technique combining the method of moments in the time domain and FDTD," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1998, vol. 8(8), pp. 281-283.

- [53]G. Cerri *et al.*, "MoM-FDTD hybrid technique for analysing scattering problems." *Electronics Letters*, 1998, vol. 34.5, pp. 438-440.
- [54]Z. Huang *et al.*, "An FDTD/MoM hybrid technique for modeling complex antennas in the presence of heterogeneous grounds." *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, 1999, vol 37.6, pp 2692-2698.
- [55]R. A. Abd-Alhameed *et al.*, "Computation of radiated and scattered field using separate frequency domain moment-method regions and frequency domain MoM-FDTD hybrid methods." *IEEE National Conference on Antennas and Propagation*, 1999.
- [56]D. Lautru *et al.*, "A MoMTD/FDTD hybrid method to calculate the SAR induced by a base station antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2000, vol. 2, pp. 757-760.
- [57]C. D. Moss *et al.*, "Analysis and compensation of numerical dispersion in the FDTD method for layered, anisotropic media," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2002, vol. 50.9, pp. 1174-1184.
- [58]B. K. Li *et al.*, "An improved hybrid MoM/FDTD technique for MRI RF coils modeling using Huygen's equivalent surface method," *Conf. Proc. IEEE Med. Biol. Soc.*, 2007, pp. 3898-3901.
- [59]S. Benkler *et al.*, "Novel FDTD Huygens source enables highly complex simulation scenarios on ordinary PCs." *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009.
- [60]A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method*, 2nd ed. Norwood, MA: Arthch House, 2000.

- [61]J. A. Kong, Theory of electromagnetic waves. Wiley-Interscience, New York, 1975.
- [62]C. T. Tai, Dyadic Green functions in electromagnetic theory. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE), 1994.
- [63]FEKO Electromagnetic software and systems (EMSS), Available: <http://www.feko.info/>
- [64]C. Gabriel *et al.*, “The dielectric properties of biological tissues: I. Literature,” Phys. Med. Biol., 1996, vol. 41, pp. 2231 - 2249.
- [65]S. Gabriel *et al.*, “The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz,” Phys. Med. Biol., 1996, vol. 41, pp. 2251 - 2269.
- [66]S. Gabriel *et al.*, “The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues,” Phys. Med. Biol., 1996, vol. 41, pp. 2271 - 2293.
- [67]C. Gabriel and S. Gabriel, “Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies,” retrieved Apr. 2006.

Abstract

Analysis of Bioelectromagnetics Under Low-Frequency Using Hybrid Numerical Technique

Minhyuk Kim

Dept. of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

The harmful effects of electromagnetic field on the human body are evaluated through theoretical analysis, numerical analysis and experiments. Among them, the numerical analysis method is widely used because it can apply complex model with various media without limit of frequency unlike the theoretical analysis or experiment. Among various numerical techniques, the finite-difference time-domain (FDTD) method is widely used in the interpretation of a problem requiring a high resolution like a human body as it does not require the calculation of the inverse matrix.

At low frequencies, however, the number of required iteration for satisfying the condition becomes very large as the

standard FDTD method must satisfy the Courant–Friedrichs–Lewy (CFL) stabilization condition. Various studies have been conducted to overcome the limitation of the FDTD method, but they have been limited to the theoretical source or to consider only the magnetic field excitation. Therefore, it is required to develop a low frequency numerical technique that can simultaneously consider both the electric field and magnetic field induced from an arbitrary source to the object to be analyzed.

In this paper, we propose a quasi-static FDTD method based on surface equivalence principle to solve this problem. In the proposed method, the surface equivalent principle is applied to consider arbitrary source, and the quasi-static FDTD technique is used for fast convergence of the FDTD technique in the low frequency band.

In order to examine the feasibility of the proposed method, the analytical results of the proposed method are compared with theoretical solutions. The electric field induced in the dielectric sphere is calculated using the electric and magnetic dipole for the dominant electric and magnetic field, respectively.

Next, we show that the proposed method is applicable to practical problems through simple examples. The dipole and loop antennas are used as a source to calculate the electromagnetic fields induced in the dielectric sphere. As a

result, it is confirmed that the electromagnetic field induced from the arbitrary source can be analyzed quickly.

Finally, simulation using a realistic human body model is performed, and the results are confirmed. The proposed method has been successfully extended to use the FDTD method at low frequency, and we expect that it will have a great effect on the human harmfulness evaluation of the low frequency electromagnetic field.

keywords : finite-difference time-domain (FDTD), surface equivalence principle, quasi-static analysis

Student Number : 2009-20764